NUOVA ELETTRONICA

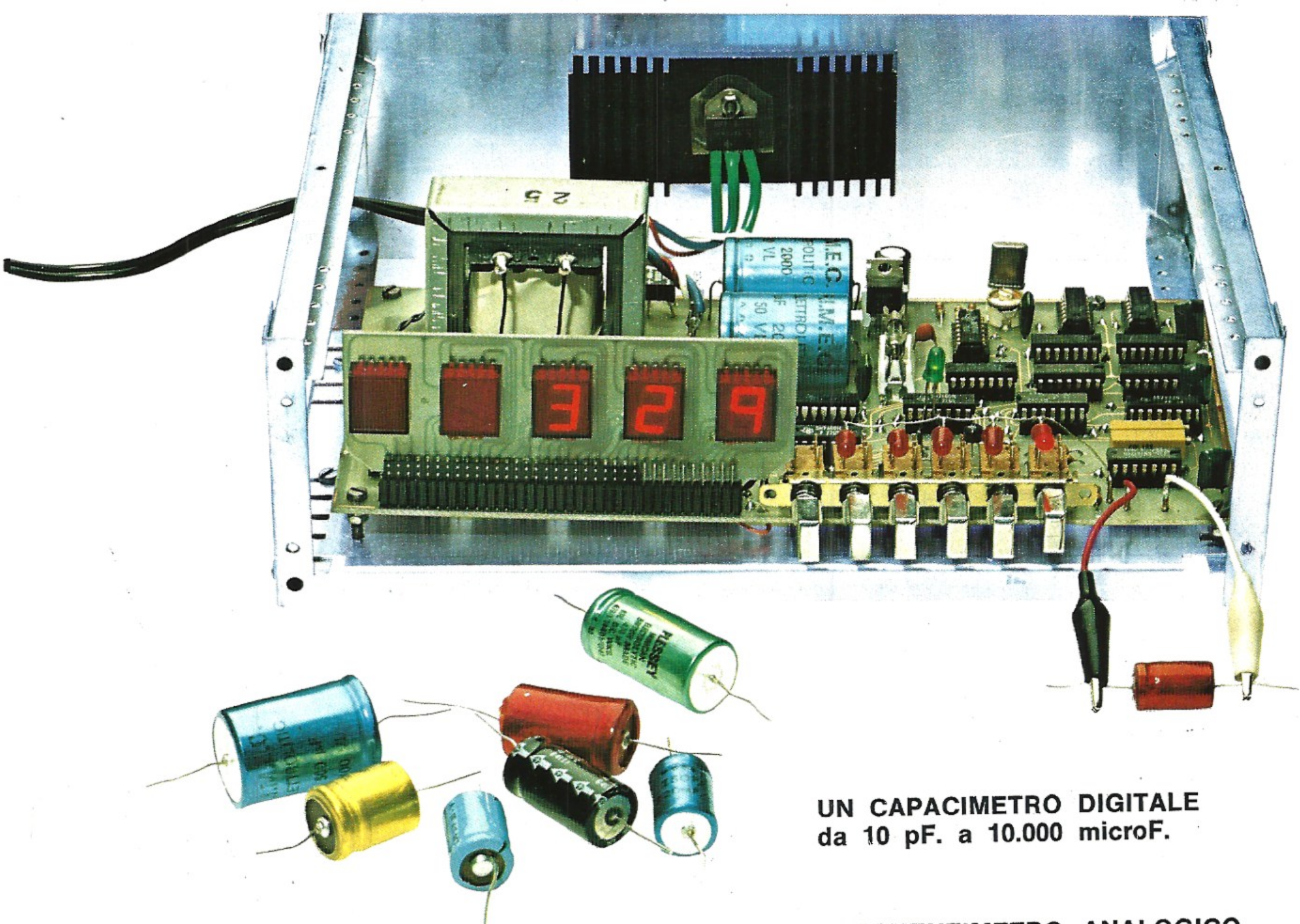
Anno 9° - n. 52-53

RIVISTA MENSILE
Sped. Abb. Post. Gr. 4°/70

numero doppio

UN LINEARE da 55-60 WATT
per le gamme
88-108 MHz e 145-146 MHz

DOPPIO CRONOMETRO
per sportivi e ralley



UN CAPACIMETRO DIGITALE
da 10 pF. a 10.000 microF.

FREQUENZIMETRO ANALOGICO
da abbinare ad un tester

COME TARATE IL NOSTRO
TX-FM per RADIO PRIVATE

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia 19 - BOLOGNA
Telefono (051) 46 11 09

Stabilimento Stampa
Cooperativa lavoratori
Officine Grafiche Firenze
Viale dei Mille, 90 - Firenze

Distribuzione Italia
PARRINI e C. s.r.l.
Roma - Piazza Indipendenza 11/B - Tel. 4992
Milano - Via delle Termopili, 6-8 - Tel. 28.96.471

Direttore Generale
Montuschi Giuseppe

Direttore Responsabile
Morelli Sergio

Autorizzazione
Trib. Civile di Bologna
n. 4007 del 19.5.69

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

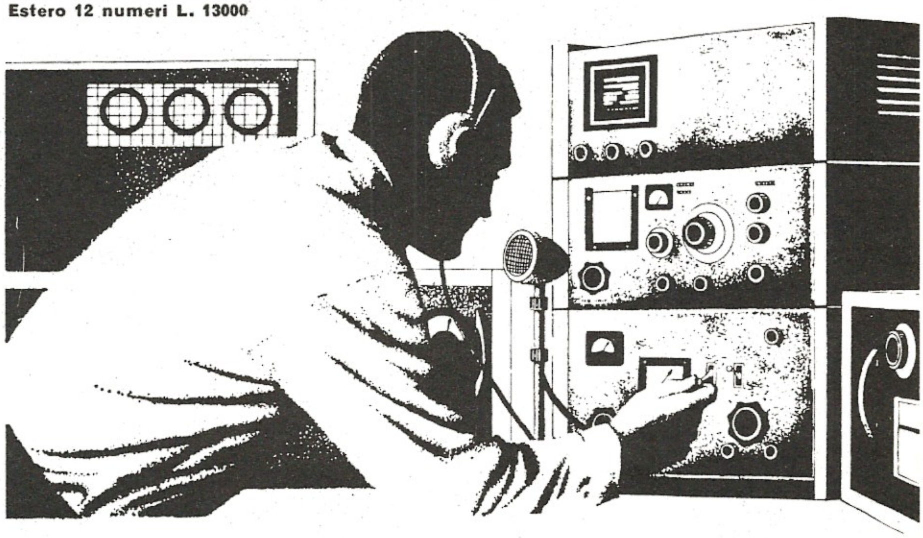
Italia 12 numeri L. 10000
Estero 12 numeri L. 13000

Numero Singolo L. 1000
Arretrati L. 1000

RIVISTA MENSILE

N. 52-53 - 1977

ANNO IX - AGOSTO - SETTEMBRE



COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori. Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e di un disegno (anche a matita) dello schema elettrico. L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, e pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzato il progetto, non sono riusciti ad ottenere i risultati descritti.
Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

SOMMARIO

Associato all'USPI
(Unione stampa periodica italiana)

Sul prossimo numero presenteremo in scatola di montaggio un telefono digitale, **ed un antifurto a** raggi infrarossi.

Un progetto di Legge in via di approvazione alle Camere limita la potenza erogata in antenna da qualsiasi emittente privata in FM ad un massimo di 50-55 watt.
In previsione di questo vi presentiamo un lineare che si adegua in anticipo a questa limitazione.

UN LINEARE da 55-60 Watt per le gamme 88-108 MHz e 145-146 MHz

Prima di intraprendere lo studio per realizzare un lineare da 100-300 watt per il nostro trasmettitore in FM per radio libere, come vi avevamo promesso, ci siamo preoccupati di informarci presso gli organi competenti quale sarà la potenza massima consentita dal progetto di Legge che sapevamo essere in via di approvazione al Parlamento.

Abbiamo così appreso che la potenza massima in antenna consentita non dovrà superare i 50-55 watt. Per chi supererà tale potenza è previsto il sequestro immediato della emittente e l'**autorizzazione a trasmettere** verrà data solo dopo aver appurato che si dispone di **una seconda emittente** in grado di erogare **esattamente 50 watt.**

Pertanto chi attualmente esce con 200-300 watt rischierà molto.

Chi invece possiede un trasmettitore da 60-62 watt massimi, perfetto come stabilità in frequenza e massima deviazione può andare tranquillo in quanto una tolleranza di questo genere è ammessa e qualsiasi Commissione di controllo chiuderà senz'altro un occhio sul fattore potenza constatando che le altre caratteristiche sono conformi a quanto previsto dal Decreto Legge, anche in considerazione del fatto che un transistor finale, per le sue caratteristiche, non è un rubinetto con il quale si può dosare a piacimento la potenza erogata.

Al contrario, quando una stazione viene « sequestrata » per eccesso di potenza, prima di ricevere nuovamente l'**autorizzazione,** verrà sottoposta da parte dell'ESCOPOST a controlli severissimi (si presenteranno dei tecnici per l'esame con due o tre furgoni pieni di strumenti di altissima precisione, wattmetri di AF, analizzatori di spettro, frequenzimetri ecc.) e solo per il fatto di aver messo in moto un così complesso apparato statale saranno severissimi.

Se da queste prove risulterà che il trasmettitore eroga anche solo 100 milliwatt in più del richiesto, difficilmente si potrà ottenere una nuova autorizzazione in quanto la posizione di un « recidivo » di fronte allo Stato è molto più grave di quella di uno che viene colto in fallo per la prima volta.

In altre parole, chi controllerà lo farà con molta pignoleria poiché la responsabilità un domani ricadrà esclusivamente sulla commissione esaminatrice, quindi cercheranno anche il pelo nell'uovo. Proprio per evitare queste **noie** ai nostri lettori ci siamo interessati anticipatamente per conoscere a quali controlli viene sottoposto un trasmettitore in FM per radio libere non solo ma abbiamo fatto ripetutamente provare il nostro progetto in modo da stabilire se esso rispettava i canoni prescritti dalla Legge.

Abbiamo così appurato che i punti di un trasmettitore che sono maggiormente sottoposti a controllo da parte dell'ESCOPOST stessa sono esclusivamente quattro, e precisamente:

- **LA MASSIMA POTENZA IN USCITA**
- **LA STABILITÀ IN FREQUENZA**
- **LA DEVIAZIONE IN MODULAZIONE**
- **LE ARMONICHE E LE SPURIE**



Per quanto riguarda la massima potenza erogata questo nostro ultimo lineare rientra perfettamente nei limiti consentiti.

Per la stabilità in frequenza è consentito un massimo di 2 Hz per milione, vale a dire che si tollera uno slittamento massimo di frequenza di 200 Hz (tale controllo viene effettuato dopo 1 ora di funzionamento per consentire al trasmettitore di stabilizzarsi termicamente).

Con la strumentazione in possesso al nostro laboratorio avevamo riscontrato, dopo mezz'ora di funzionamento, uno slittamento massimo di 30-40 Hz.

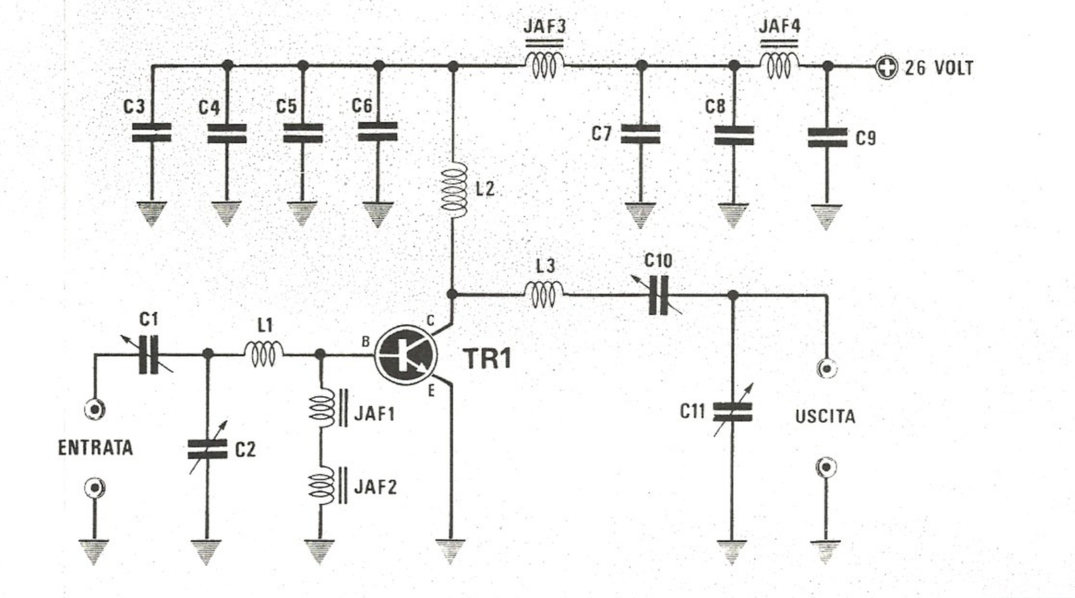
L'ESCOPOST invece, dotata di una strumentazione molto più raffinata della nostra, ha riscontrato su diversi prototipi del nostro trasmettitore (dopo 1 ora di funzionamento) uno slittamento massimo compreso fra i **35 e i 64 Hertz**, cioè uno slittamento notevolmente inferiore ai limiti consentiti e questo grazie al circuito PLL adottato sul nostro schema. Per quanto riguarda la massima deviazione in frequenza dovuta alla modulazione vi ricordiamo che tarando il « compressore » come noi consigliamo si ottiene una deviazione di 74,5 KHz (il massimo consentito è di 75 KHz) ed anche se in pratica sarebbe possibile ridurre il tasso di compressione per aumentare questa deviazione, noi non vi consigliamo di farlo in quanto è meglio non superare il limite dei 75 KHz per non interferire con stazioni adiacenti.

Infine, anche per le frequenze armoniche e le spurie ci è stato fatto rilevare che esse non eccedono i limiti consentiti, quindi anche su questo punto il nostro trasmettitore può considerarsi « perfetto ». Non dobbiamo infatti dimenticare che il nostro circuito non sfrutta il sistema della duplicazione in frequenza quindi le armoniche spurie sono limitate a quelle generate dallo stadio finale.

Al termine di questi collaudi, la sentenza emessa dall'ESCOPOST nei confronti del nostro trasmettitore è stata la seguente:

« Se tutti i trasmettitori in commercio avessero queste caratteristiche l'esistenza stessa del nostro servizio sarebbe inutile in quanto nessun disturbo sarebbe arrecato dalle radio private ai collegamenti aeronautici, militari e televisivi ».

Fig. 1 Schema elettrico



COMPONENTI LINEARE 60 WATT

C1 = 10-60 pF compensatore ceramico
C2 = 10-60 pF compensatore ceramico
C3 = 330 pF ceramico VHF
C4 = 4.700 pF ceramico VHF
C5 = 330 pF ceramico VHF
C6 = 4.700 pF ceramico VHF
C7 = 330 pF ceramico VHF
C8 = 4.700 pF ceramico VHF
C9 = 10.000 pF ceramico VHF
C10 = 10-180 pF compensatore ceramioc
C11 = 10-60 pF compensatore ceramico
JAF1 = impedenza AF tipo VK200
JAF2 = impedenza AF tipo VK200
JAF3 = impedenza AF tipo VK200
JAF4 = impedenza AF tipo VK200
TR1 = transistor NPN tipo 2N5643
L1 = vedi testo
L2 = impedenza già avvolta
L3 = vedi testo

Pensiamo che un giudizio di questo genere sia senz'altro positivo sia per noi che abbiamo progettato il circuito sia per chi lo deve realizzare e utilizzare quotidianamente.

Dobbiamo tuttavia far presente che non è sufficiente acquistare questo trasmettitore in scatola di montaggio per avere la certezza che esso risulti perfetto.

Infatti anche se il progetto non fa una grinza, se chi lo realizza non segue scrupolosamente i nostri consigli di taratura e tenta di ottenere qualche watt in più rispetto a quanto noi promettiamo, è molto facile che ottenga anche qualche spuria in più del previsto. Proprio per questo, tenendo anche conto che pochissimi di voi possederanno un analizzatore di spettro, ci siamo preoccupati di consigliarvi, in fase di taratura, di tenere accesa accanto alla vostra emittente una radio FM in modo da rilevare immediatamente se per un errore di taratura si generano frequenze spurie che potrebbero venir irradiate in antenna.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del lineare da 55-60 watt da noi realizzato è estremamente semplice e di facilissima comprensione.

I due compensatori C1 e C2 che troviamo applicati in ingresso servono per adattare l'impedenza d'uscita da **52 ohm** del circuito pilota

Come si presenta a realizzazione ultimata il lineare da 55-60 watt. Sul transistor 2N5643 non è ancora stata cementata l'aletta superiore.

(che in pratica è il lineare da 10-15 watt già incluso nel trasmettitore) con i **7 ohm** circa d'impedenza d'ingresso del transistor di potenza TR1.

In uscita troviamo poi un ulteriore circuito adattatore d'impedenza (costituito questa volta dai compensatori C10 e C11) il qualle svolge una funzione esattamente opposta al precedente, cioè adattare l'impedenza d'uscita del transistor (che si aggira sui **20 ohm**) con **i 52 ohm** del cavo coassiale che utilizzeremo per il collegamento d'antenna.

Infatti il segreto di un trasmettitore è uno solo: realizzare dei circuiti di accordo di ingresso e d'uscita che risultino centrati esattamente sulla frequenza di lavoro e che siano anche in grado di trasformare in modo opportuno in **rapporto volt/ampère** onde poter trasferire tutta la potenza disponibile da un carico avente una certa impedenza, su un altro avente impedenza notevolmente diversa.

Tanto per fare un piccolo esempio, se noi dovessimo alimentare a 220 volt una lampadina da 12 volt 100 watt, dovremmo realizzare un trasformatore da 100 watt minimi che disponga di un primario da 220 volt 0,46 ampère (220 x x 0,46 = 101 watt) e di un secondario da 12 volt 8,4 ampère (12 x 8,4 = 100 watt).

Analogamente se nel nostro trasmettitore abbiamo una potenza di 5 watt con un'impedenza d'uscita di 75 ohm e la vogliamo trasferire su un carico di 7 ohm (quale è appunto l'impedenza d'ingresso del transistor TR1) dobbiamo in pratica convertire **19,36 volt** e **0,26 ampère**

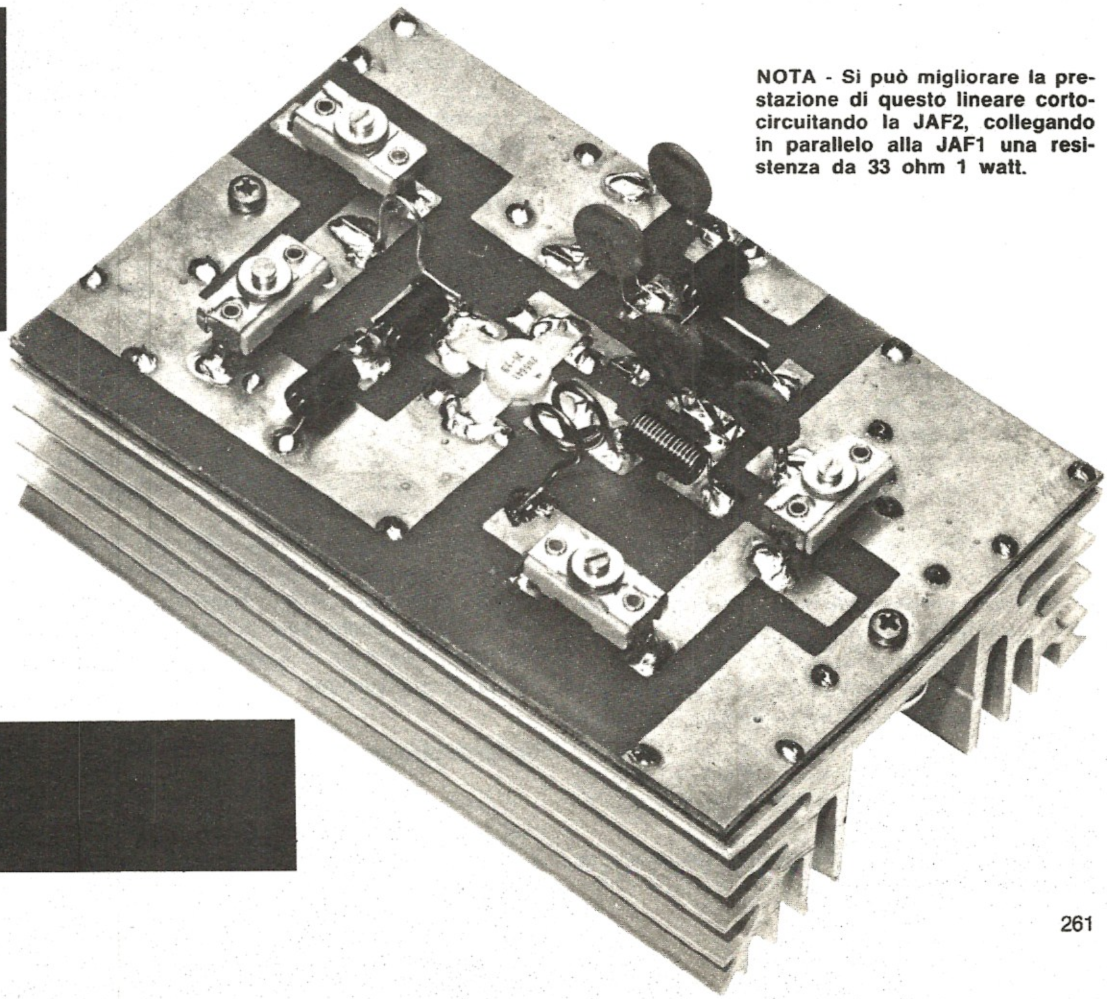
volt = √ watt x ohm = √ 5 x 75 = 19,36
ampère = watt : volt = 5 : 19,36 = 0,26

rispettivamente in **5,92 volt** e **0,85 ampère,** infatti sostituendo nelle formule precedenti 7 ohm al posto di 75 si ottiene:

volt = √ 5 x 7 = 5,92
ampère = 5 : 5,92 = 0,85.

La stessa operazione deve compiersi per l'uscita, però in questo caso i parametri risultano invertiti.

Infatti questa volta noi abbiamo l'impedenza d'uscita del transistor (che risulta di circa 20 ohm) da adattare a quella del cavo coassiale



NOTA - Si può migliorare la prestazione di questo lineare cortocircuitando la JAF2, collegando in parallelo alla JAF1 una resistenza da 33 ohm 1 watt.

(che, come tutti soppiamo, ha un valore più elevato pari a 52 ohm).

Come noterete il circuito d'**ingresso** nella sua struttura è identico a quella d'**uscita** ma collegato in senso opposto; infatti in ingresso si entra su due compensatori e si esce su una induttanza (trasformando così un'impedenza alta in una bassa) mentre in uscita abbiamo prima l'induttanza poi i due condensatori (così facendo si trasforma un'impedenza bassa in una più alta).

Prima di scegliere il transistor idoneo a questo lineare ne abbiamo provato diversi e fra tutti abbiamo scelto, dopo innumerevoli collaudi, il **2N5643** perché meno critico, più sicuro e tanto robusto, che se durante la taratura per un qualche motivo lo si fa autooscillare oppure inavvertitamente si toglie il carico, non si brucia come invece succede per altri tipi di transistor da noi collaudati.

Abbiamo cioè scartato di proposito tutti quei transistor che per un nonnulla (ad esempio per un eccesso di pilotaggio o per un lieve aumento della tensione di alimentazione o per mancanza di carico) si autodistruggevano.

Le caratteristiche salienti del 2N5643 possono essere così riassunte:

max tensione collettore-emettitore:	**... 35 volt**
max corrente di collettore:	**... 5 ampère**
guadagno in dB a 110 MHz:	**... 8,2**
guadagno in dB a 180 MHz:	**... 7,6**
max potenza di pilotaggio:	**... 7 watt**
watt in uscita con 0,5 watt di pilotaggio:	**... 15**
watt in uscita con 1 watt di pilotaggio:	**... 25**
watt in uscita con 3 watt di pilotaggio:	**... 45**
watt in uscita con 5 watt di pilotaggio:	**... 65**

Le potenze in uscita qui sopra riportate in funzione della potenza di pilotaggio sono relative al circuito stampato da noi elaborato. Precisiamo inoltre che la massima potenza è stata ottenuta utilizzando un piccolo artificio e precisamente applicando sul transistor una piccola aletta di raffreddamento.

Come potrete rilevare dalla tabella, la massima potenza con cui si può pilotare in ingresso il transistor risulta essere di 7 watt. Ricordiamo inoltre che non è possibile, come molti potrebbero supporre, sostituire direttamente il lineare LX242 da 12-15 watt già esistente nel trasmettitore con questo nuovo lineare sul quale è montato il 2N5643 credendo in tal modo di ricavare in uscita 50-60 watt, poiché il pilotaggio, come è possibile rilevare dalla tabella, risulta essere insufficiente.

Se tenterete questo esperimento, risultando la potenza d'uscita dello stadio prepilota e pilota compresa fra 0,5 e 0,9 watt, al massimo riuscirete ad ottenere 18-20 watt e nulla più.

Perciò questo nuovo lineare andrà pilotato con l'uscita del lineare già esistente e poiché questo eroga molto di più dei 6-7 watt massimi concessi (12-15 watt), è ovvio che dovremo limitarne la potenza con una semplicissima operazione.

Tentando di pilotare il 2N5643 con 10-15 watt si può in certi casi avere la fortuna di ottenere in uscita una potenza di circa 80 watt, però oltre al fatto che questa potenza non è consentita, si può correre il rischio di far fuori il transistor.

Tanto per potervi dare delle cifre, noi abbiamo voluto sottoporre un certo numero di questi transistor ad un trattamento particolare, cioè li abbiamo fatti lavorare per diversi giorni al « massimo » delle loro prestazioni.

Ebbene, con 12-15 watt di pilotaggio, su 10 transistor ne abbiamo trovati 6 che in effetti erogavano oltre gli 80 watt ed ancora oggi, dopo 60 giorni circa di lavoro continuativo, risultano perfettamente efficienti. Gli altri 4 invece (e si tratta di una percentuale non trascurabile poiché 4 su 10 equivale al 40%) dopo pochi giorni, se non addirittura dopo poche ore di funzionamento, se ne sono andati in cortocircuito quindi è un rischio che vi consigliamo senz'altro di non correre.

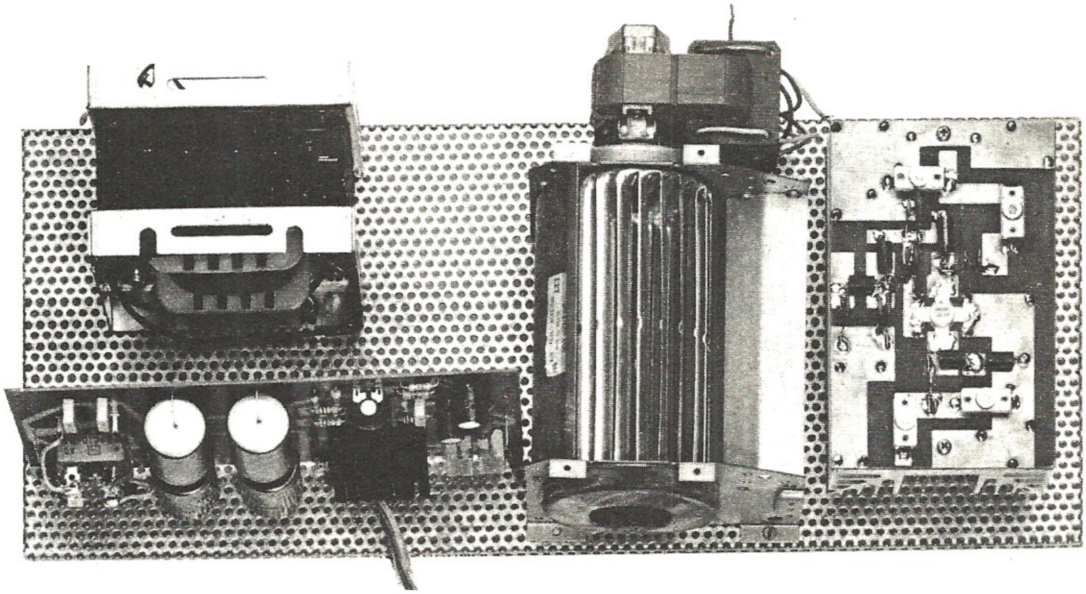
Precisiamo inoltre che pur risultando l'aletta di raffreddamento da noi impiegata e posta sotto al circuito stampato di dimensioni più che sufficienti per smaltire una potenza di 50-60 watt, in pratica il transistor non riesce, tramite il solo bullone, a trasferire velocemente tutto il calore generato all'aletta quindi È ASSOLUTAMENTE NECESSARIO INSERIRE NEL CONTENITORE UN VENTILATORE che soffi sul transistor un forte getto d'aria.

In questo modo si riusciranno facilmente ad ottenere i watt promessi senza pericolo che il transistor « surriscaldi ».

Facciamo infine presente che per alimentare il nostro circuito è necessaria una tensione di 26 volt con una corrente massima di 3 ampère e che non è consigliabile superare i 28 volt anche se il transistor li sopporta in genere abbastanza tranquillamente.

REALIZZAZIONE PRATICA

Lo schema elettrico di questo lineare, visibile in fig. 1, è subordinato come ormai saprete al disegno del circuito stampato da noi fornito,



Nell'interno del mobile metallico da noi fornito troverà posto il lineare, la ventola di raffreddamento forzato e il relativo alimentatore di potenza. Il circuito stampato dell'alimentatore è posto in posizione verticale.

quindi se qualche lettore vorrà utilizzare un circuito stampato diverso dovrà ricalcolarsi in proprio tutti i valori dei condensatori di accordo e delle induttanze dal momento che il circuito stampato stesso, risultando a doppia faccia, inserisce delle capacità (ottenute appunto sfruttando il rame posto sull'altra faccia) che dipendono esclusivamente dal disegno, cioè possiamo affermare che si hanno, rispetto allo schema elettrico, tanti condensatori « invisibili » ma che durante il funzionamento fanno sentire il loro peso non trascurabile.

Come per il vecchio lineare, anche in questo caso tutti i componenti andranno collocati e stagnati direttamente sulla faccia dello stampato in cui sono presenti le piste, sistemandoli nel verso indicato dalla serigrafia. La faccia inferiore dello stampato, tutta ricoperta di rame, serve ovviamente da « massa » però anche sulla faccia superiore (lato componenti) esistono delle piste di « massa » che **dovranno essere collegate al rame** sottostante mediante appositi ponticelli nei punti indicati.

Attenzione a non dimenticarsi di effettuare nessuno di questi ponticelli ed in particolare i due posti vicino alle piste su cui stagneremo gli « emettitori » del transistor 2N5643 e quelli vicino ai punti su cui stagneremo la calza metallica del cavetto coassiale da 52 ohm, sia in entrata che in uscita.

Un altro particolare che dovrete tenere presente in fase di montaggio è quello delle due viti di fissaggio situate agli estremi del circuito stampato.

Infatti anche se si presume che il metallo dell'aletta risulti già elettricamente collegato al rame sottostante tramite il dado del transistor situato al centro, in pratica questo non è sufficiente e se non collegherete anche gli estremi del circuito stampato a massa con queste due viti potrete constatare come gli accordi cambiano, ed anche notevolmente. Possiamo anzi anticiparvi che per ottenere un perfetto accordo i compensatori d'ingresso e d'uscita dovremo ruotarli in maniera notevolmente diversa a seconda che si utilizzino o meno queste due viti di fissaggio agli estremi dell'aletta di raffreddamento.

Vi diremo infine che il corpo del transistor tiene sollevato al centro il circuito stampato dell'aletta di raffreddamento di circa 2,5 mm (nota: il corpo del transistor dovrà totalmente infilarsi entro il circuito stampato) e questo ci permette di applicare alle due viti poste alle estremità dello stampato un dado di fissaggio oppure una rondella (sempre di 2,5 mm di spes-

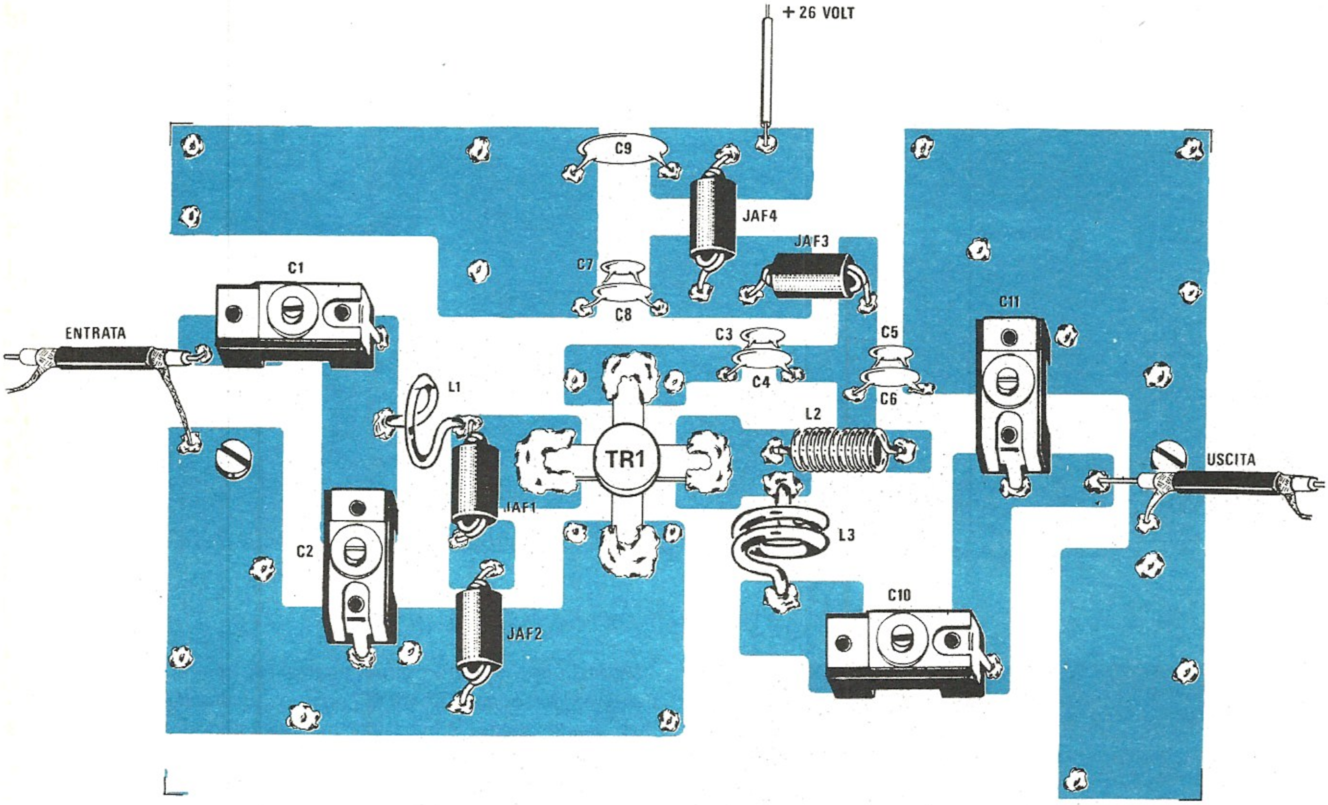


Fig. 2 Schema pratico di montaggio. Come si noterà, tutti i componenti vengono stagnati dal lato rame. Ricordarsi di congiungere nei punti indicati la pista di rame inferiore con quella superiore. Nota: la bobina L1 può essere costituita anche da 1 spira circolare avvolta su un diametro di 8 mm.

sore) che una volta fissata con il dado esterno forzerà le due superfici (quella dell'aletta e quella dello stampato) a rimanere equidistanti fra di loro.

L'aletta di raffreddamento non dovrà appoggiare sulla base metallica del mobile, anzi dovrà risultare sollevata da quest'ultima di qualche centimetro onde consentire all'aria di circolare al di sotto di essa mantenendola raffreddata.

Per questo motivo troverete inseriti nel kit degli appositi distanziatori. Il cavo coassiale che collega l'uscita del lineare da 12-15 watt all'ingresso di questo secondo lineare di potenza dovrà risultare lungo all'incirca 50-60 cm.

In pratica noi abbiamo adottato questa soluzione:

— dall'uscita del lineare da 12-15 watt al bocchettone applicato sul pannello posteriore del mobile abbiamo impiegato uno spezzone di cavo coassiale lungo 12-15 cm.;

— dal bocchettone di questo mobile al bocchettone applicato sul retro del secondo mobile contenente da 55-60 watt abbiamo utilizzato un cavo coassiale lungo 18-20 cm;

— da quest'ultimo bocchettone all'entrata del lineare di potenza abbiamo utilizzato un terzo spezzone di cavo coassiale lungo 12-15 cm;

— dall'uscita del lineare al bocchettone d'antenna applicato sul mobile abbiamo infine utilizzato uno spezzone di cavo coassiale lungo 12-15 cm.

Per concludere ricordiamo i dati relativi alle **tre bobine** impiegate nel nostro lineare, bobine che noi forniremo già avvolte nel kit.

L1 è una bobina di rame a U lunga 12 mm e larga 10 mm.

L2 è una bobina già avvolta identica a quella utilizzata sul lineare da 12-15 watt.

L3 è una bobina di filo di rame argentato del diametro di mm 2, costituita da 2 spire in aria avvolte su un diametro di 8 mmm e lunga 12 mm.

È NECESSARIO SAPERE

Per ottenere il massimo rendimento dal nostro trasmettitore è necessario che tutti i condensatori di disaccoppiamento risultino del tipo ceramico da 500 volt lavoro e idonei per alta frequenza.

Non impiegate per questo scopo i condensatori ceramici giapponesi in quanto questi danno luogo a perdite eccessive in alta frequenza; inoltre presentano tensioni di lavoro troppo basse (50 volt massimi) potrebbero, al limite, servire solo per ricevitori che funzionino a 9-12 volt.

I compensatori ceramici che troverete inclusi nel kit non recano inciso sulla ceramica il valore di capacità, quindi senza l'ausilio di un capacimetro potrebbe risultarvi difficile stabilire quali sono quelli da 60 pF massimi e quali invece quelli da 180-220 pF.

Per distinguerli sarà comunque sufficiente controllare, allentando la vite del compensatore, il numero delle lamelle presenti: quelli da **60 pF** hanno **una sola lamella** mentre quelli da **180-220 pF** ne hanno **due o anche tre.** Per alimentare il transistor con la tensione positiva dei 26 volt utilizzate del filo di rame flessibile avente un diametro di almeno 1,5 mm in quanto diametri minori possono provocare una caduta di tensione che, anche se lieve, potrebbe ridurre la potenza in uscita di qualche watt. Chi vorrà completare questo lineare con il MISURATORE DI ONDE STAZIONARIE pubblicato su questo stesso numero potrà farlo stagnando direttamente sul circuito stampato LX253 il circuito stampato del misuratore, in posizione verticale come risulta visibile nella foto relativa all'articolo « Un misuratore di SWR per FM ».

Come precedentemente accennato, per consentire al transistor 2N5643 di dissipare il calore generato durante il funzionamento, è necessario raffreddarlo abbondantemente.

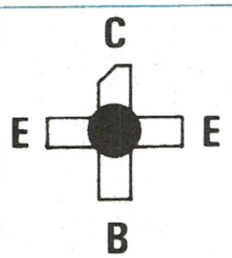


Fig. 3 Connessioni dei terminali del transistor 2N5643. Il collettore, come vedesi in disegno, ha la lamella tagliata.

Per ottenere questa condizione l'aletta di raffreddamento non risulta sufficiente né si risolve il problema aumentandone le dimensioni.

Infatti confrontando la temperatura del bullone con quella della parte soprastante in ceramica abbiamo notato che quest'ultima risultava notevolmente più calda quindi, per ridurre la temperatura del transistor, abbiamo pensato di cementargli sopra un'ulteriore aletta di raffreddamento. Così facendo il transistor si raffredda molto più rapidamente e questo ci permette di ottenere un rendimento superiore alla norma, cioè un aumento della potenza erogata in antenna.

È ovvio che anche utilizzando questa seconda aletta dovremo ugualmente applicare un ventilatore entro al mobile.

TARATURA DEL LINEARE

Per tarare questo lineare è necessario un wattmetro di AF in grado di raggiungere i 100 watt o più semplicemente una « sonda di carico » da 60 watt.

Chi non possedesse il wattmetro e non lo volesse acquistare solo per tarare questo circuito, potrà quindi sfruttare, con identiche probabilità di successo, la sonda di carico presentata su questo stesso numero. Impiegando il wattmetro dovrete però ricordarvi, come già abbiamo spiegato per la taratura del lineare da 12-15 watt, che questo in taluni casi può fornirvi un'indicazione errata, specialmente se utilizzerete un cavo coassiale di collegamento tra l'uscita del lineare ed il wattmetro stesso di lunghezza troppo elevata.

Con questo intendiamo dire che si potrà avere uno scarto massimo del 10-15%, cioè se rileverete 50 oppure 70 watt potrete essere certi che il vostro lineare eroga potenza dovuta, però se il wattmetro vi indicherà 30 watt oppure 90 watt significa nel primo caso che il trasmettitore non è ben tarato e nel secondo che il cavo coassiale di collegamento entra in risonanza.

Con la sonda di carico invece tale inconveniente non si presenta per cui potrete essere certi che la tensione rilevata è quella reale.

Prima di iniziare la tratura del lineare di potenza dovremo comunque provvedere a **ridurre la potenza del nostro trasmettitore** in modo da portarla, **dai 12-14 watt attuali a circa 4-5 watt,** altrimenti correremo il rischio di mettere fuori uso il 2N5643.

Per far questo è sufficiente, come è spiegato nell'articolo dell'alimentazione LX245 che appare

su questo stesso numero, sostituire l'integrato uA.7818 (C1....) dell'alimentatore stesso con un integrato uA.7812 in modo da alimentare lo stadio pilota e lo stadio finale del trasmettitore in FM a 12 volt anziché a 18.

Una volta effettuata questa modifica potremo iniziare a tarare il lineare di potenza.

Come sempre vi consigliamo, a titolo precauzionale, di accendere nella stessa stanza un ricevitore in FM sintonizzato su una stazione vicina in modo da poter controllare con questo se per un'errata taratura si generano autoscillazioni.

Innanzitutto dovremo agire sul compensatore C1 ruotandolo fino ad ottenere sulla sonda di carico la massima tensione (nei nostri prototipi tale condensatore si trovava approssimativamente a metà capacità).

Dopo C1, ruoteremo anche il compensatore C2 sempre in modo da leggere la massima tensione in uscita.

Tale compensatore nei nostri prototipi andava generalmente serrato per la sua massima capacità.

Facciamo presente che la lunghezza della bobina a U (L1) influisce notevolmente sul rendimento del trasmettitore quindi potrebbe essere anche un ottimo consiglio quello di provare una bobina a U leggermente più lunga o più corta (di circa mezzo centimetro e non di più) per vedere con quale delle tre (quella da noi consigliata, quella più lunga o quella più corta) si ottiene il miglior risultato.

Nota: questa prova è bene effettuarla solo dopo aver tarato anche i compensatori C10 e C11 d'uscita del lineare.

A proposito di questi compensatori, prima ruoteremo C10, poi C11 sempre per ottenere in uscita la massima tensione (nei nostri prototipi C10 andava completamente serrato mentre C11 risultava abbastanza aperto).

Se durante l'operazione di taratura sentirete che la radio FM tenuta accesa sul vostro banco emette fischi oppure la stazione sintonizzata risulta molto disturbata, significa che uno dei quattro compensatori non è regolato nella posizione dovuta, quindi dovrete individuare questo compensatore e stringerlo oppure allentarlo leggermente fino a far sparire i disturbi.

Così facendo potrete anche rilevare una diminuzione della potenza letta sul wattmetro in uscita tuttavia questo non deve preoccuparvi in quanto la maggior potenza letta precedentemente era dovuta solo ad un segnale spurio che modulava il segnale di AF aumentandone irregolarmente l'ampiezza.

Per risalire, dalla tensione rilevata sulla sonda, alla potenza AF erogata in antenna dovremo servirci della seguente formula se utilizzeremo per le misure un **tester 2.000 ohm x volt:**
watt = (volt x 1,14) x (volt x 1,14) : 104
mentre se utilizzeremo un **voltmetro elettronico** la formula sarà:
watt = (volt x 1,059) x (volt x 1,059) : 104

Tenete presente che una volta tarato il lineare di potenza dovrete **assolutamente** ritoccare anche la taratura del lineare e del pilota già inclusi nel trasmettitore, in quanto dovrete adattare l'impedenza d'uscita dello stadio LX242 all'impedenza d'ingresso di questo nuovo telaio LX253.

Poiché la sonda di carico durante la taratura si riscalderà, quando noterete che questa ha raggiunto una temperatura abbastanza elevata, spegnete il trasmettitore ed attendete che la resistenza antinduttiva si raffreddi (si potrebbe anche applicare sopra di essa una piccola aletta di raffreddamento per consentirgli di dissipare più velocemente il calore generato), poiché se tale resistenza si riscalda eccessivamente, il suo valore ohmico diminuisce e di conseguenza diminuisce anche la tensione letta sul tester.

Quindi per evitare di essere tratti in inganno da questa diminuzione di resistenza, cercate di non farla scaldare troppo.

Inoltre non tarate il lineare se non è accesa la ventola a chiocciola oppure senza aver sistemato accanto ad esso un buon ventilatore, poiché questo dissipa una notevole quantità di calore (100 watt, cioè una piccola stufetta) che deve essere velocemente smaltita.

Terminata la taratura potremo collocare, in sostituzione della sonda di carico, la nostra antenna ed iniziare ad irradiare nello spazio i 55-60 watt forniti dal lineare.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX253 a doppia faccia.	L. 7.800
Tutto il materiale occorrente per la realizzazione cioè circuito stampato, condensatori, compensatori, impedenze, transistor, filo di rame, cavetto coassiale, alette di raffreddamento e due bocchettoni per AF	L. 90.000
Un ventilatore del tipo illustrato nella foto	L. 21.300
Un mobile metallico per il lineare, la ventola e l'alimentatore	L. 42.500

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

CITTA' DI SANREMO

RADIO CLUB SANREMO

FIRA

FEDERAZIONE ITALIANA RADIO AMATORI

AZIENDA SOGGIORNO E TURISMO SANREMO

SANREMO

29-30 ottobre 1977

1° CONVEGNO DEI RADIOAMATORI

TEATRO DELL'OPERA DEL CASINO MUNICIPALE

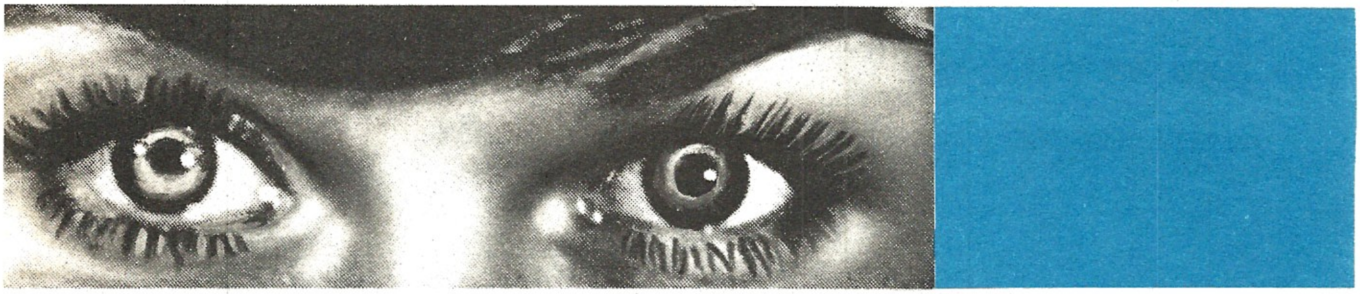
3ª MOSTRA-MERCATO RADIOAMATORI E HI-FI

PADIGLIONE ESPOSIZIONI DI VILLA ORMOND

INFORMAZIONI E PRENOTAZIONI

RADIO CLUB SANREMO - P.O. Box 333 - 18038 SANREMO - Tel. (0184) 71582
AZIENDA SOGGIORNO E TURISMO - 18038 SANREMO - Tel. (0184) 85615
FIRA-RADIOFREQUENZA - p.za Repubblica 47 - 00185 Roma - Tel. (06) 483684

Prendere un condensatore, collegarlo ai morsetti di questo strumento ed immediatamente veder apparire sui display l'esatto valore di capacità da un minimo di 10 pF ad un massimo di 10.000 microfarad riteniamo possa risultare di estrema utilità per qualsiasi laboratorio. Con lo stesso strumento potrete inoltre individuare l'esatta capacità di tanti condensatori sconosciuti, controllarne la tolleranza e stabilirne le variazioni di capacità al variare della temperatura.



VEDERE pF. e mF. IN UN

Di un capacimetro digitale si sa ormai tutto, quindi prima di proseguire nella lettura di questo articolo il lettore vorrà una risposta alle seguenti domande:

— qual'è la capacità minima che si può misurare?
— a quanti microfarad corrisponde la portata massima?
— si possono misurare tutti gli elettrolitici?
— quante portate sono disponibili?
— è possibile leggere, per un condensatore da 1.000 mF, anche i picofarad?
— qual'è la percentuale di errore?
— quanto costa lo strumento?

Cercheremo quindi di soddisfare la curiosità del lettore fornendogli quei dati che immaginiamo desideri conoscere.

Capacità minima

Il più basso valore di capacità che è possibile misurare col nostro strumento risulta essere di **10 pF.**

Limitando la portata minima a questo valore siami riusciti ad ottenere un capacimetro molto stabile senza dover complicare troppo lo schema, cioè aggiungere altri integrati, potenziometri e trimmer necessari per azzerare il capacimetro stesso su ogni portata.

Capacità massima

La capacità massima raggiungibile è elevata: noi possiamo infatti tranquillamente misurare la capacità, sia per condensatori a carta che elettrolitici, fino a **10.000 microfarad** e anche oltre. Per essere più esatti il capacimetro leggerà fino a **9.999 microfarad** poiché quando si superano i diecimila mF, ad esempio 10.353 mF, leggeremo U0.353 dove U significa OVER RANGE, cioè che abbiamo superato la portata massima dello strumento. Ricordiamo che il nostro capacimetro dispone di soli 4 display significativi più uno che come già anticipato fa apparire una « U » quando si va in OVER-RANGE.

Potere risolutivo

Da quanto appena esposto il lettore potrebbe concludere che applicando ai morsetti del capacimetro un condensatore elettrolitico ad esempio da **1.500 mF**, si possa al massimo leggere il numero 1.500 ma non le cifre inferiori, cioè non si possa ad esempio scoprire se tale condensatore è da 1.500.387.680 pF oppure da 1.500.985.600 pF.

Ebbene, quando avrete costruito questo capacimetro, Vi accorgerete che è molto facile leggere anche i numeri che seguono: infatti basterà **cambiare portata** passando ad una inferiore, ed il



CAPACIMETRO DIGITALE

capacimetro automaticamente farà slittare il numero verso sinistra, cioè verso l'OVER-RANGE, mostrandoci il nanofarad ed i picofarad (Nota: 1 nanofarad corrisponde a 1.000 pF).

Tanto per fare un esempio pratico, se il condensatore risulta da 47.355.210 pF, sulla portata più alta leggeremo il numero 47, su quella subito più bassa 47.35, sulla terza U7.355 perché si è raggiunto l'OVER-RANGE, sulla quarta U355.2 e sull'ultima, cioè su quella dei pF, U5.210. Bisogna però tener presente che soprattutto i condensatori elettrolitici, sulle portate più basse, daranno luogo ad una variazione continua della lettura a causa della loro instabilità termica, quindi per questi condensatori non ha nessun senso pratico rilevare i picofarad.

Misura tutti i condensatori

Con questo capacimetro si possono misurare tutti i tipi di condensatori, da quelli ceramici a quelli a carta o poliestere, dagli elettrolitici a quelli al tantalio e ai non polarizzati. L'unica avvertenza per i condensatori elettrolitici, è quella di rispettarne la polarità cioè collegare il terminale indicato con il segno + al positivo dello strumento.

Quali sono le portate disponibili

Le portate disponibili sono 5, così distribuite:

1° portata (pF x 1) — può misurare da un minimo di 10 pF ad un massimo di 9.999 pF (cioè in pratica fino a 10.000 pF).

2° portata (pF x 100) — può misurare da un minimo di 100 pF (sui display apparirà il numero 1) fino ad un massimo di 999.900 pF (cioè in pratica 1 mF). Da notare che il punto decimale che apparirà in questo caso sui display sta ad indicare le migliaia di pF cosicché per un condensatore da 47.000 pF leggeremo 47,0.

3° portata (pF x 1000) — ci permetterà di leggere da un minimo di 1.000 PF (sui display apparirà un 1 che moltiplicato x 1.000 darà 1.000 pF) fino ad un massimo di 9,999 mF (cioè quasi 10 microfarad).

4° portata (mF x 1) — ci permette di leggere da un minimo di 0,01 mF (pari cioè a 10.000 pF) fino

ad un massimo di 99,99 mF (cioè fino a 100 mF quando si accende la U di OVER-RANGE).

5ª portata (mF x 1) — può misurare da un minimo di 1 mF fino ad un massimo di 9.999 mF (cioè di 10.000 mF quando si accende la U dell'OVER-RANGE).

Come si può constatare, ogni portata ha un ampio raggio di azione, non solo ma inserendo un qualsiasi condensatore da 10 picofarad a 10.000 microfarad con il commutatore posizionato su una portata troppo bassa o troppo alta, il capacimetro stesso ci dirà, se và in over range, di passare ad una portata superiore, oppure ad una inferiore se sui display appaiono una o due sole cifre.

Indicazione di over range — Lo strumento è provvisto di un display per indicarci l'over range, cioè il **fuori scala.** Quando noi ad esempio applicheremo sui terminali del capacimetro un condensatore di capacità maggiore rispetto alla portata che esso è in grado di leggere, sul display di sinistra apparirà una **U.**

Questo significa che per leggere la capacità del condensatore dovremo passare ad una portata superiore.

Ammettiamo per esempio di avere un condensatore da 20.800 pF e di utilizzare per la misura la prima portata, quella cioè che può indicarci un massimo di 9.999 pF. È ovvio che in questo caso leggeremo sui display U0.800, cioè potremmo anche ritenere che il condensatore risulti da 800 pF, ma poiché compare la U del fuori scala, saremo informati che in realtà la capacità supera i 10.000 pF quindi dovremo passare ad una portata superiore.

Come constaterete gli 0 non significativi non appaiono sui display: togliere lo 0 non significativo è in pratica un accorgimento molto semplice da effettuare, però ci siamo accorti che così facendo, quando il capacimetro era in over range, anche gli 0 significativi davanti al numero sparivano e questo avrebbe potuto trarre in inganno il lettore nell'eventualità che il display dell'over range, per un guasto imprevisto (occorre prevedere ogni imprevisto) non avesse funzionato. Ebbene, per evitare questo tipo di errore, abbiamo fatto in modo che gli zeri in over-range non si spengano ma **lampeggino** in sincronismo con la U. Sarebbe facile, nel caso misurassimo un condensatore da 20.030 pF, non vedendo né la U né gli 0 accendersi sui display (cioè vedendo apparire il solo numero 30) ritenere che la capacità risulti effettivamente di 30 pF. Nel nostro capacimetro invece apparirà in ogni caso il numero 0.030 con le prime due cifre 0.0 che lampeggiano per avvisarci che siamo in over range e questo dissiperà ogni dubbio.

La percentuale di errore — Come in tutti gli strumenti digitali, l'ultima cifra non è significativa, cioè si preventiva in ogni caso un errore di + — 1 unità (vale a dire che sulla prima portata si potrebbe avere una differenza di + — 1 pF sul numero letto). Nel nostro capacimetro tuttavia, sulla prima portata l'errore è più elevato e si aggira sui 4-5 pF.

Sulle altre portate invece l'errore è di una unità vale a dire che se noi leggiamo sui display 1525 mF, in realtà il condensatore può risultare da 1524 oppure da 1526 mF.

Questo errore tuttavia non assume alcuna importanza perché passando sulle portate inferiori, è possibile leggere con maggior precisione le centinaia e le decine di picofarad.

A questo punto dobbiamo precisare un **particolare importante** cioè se prendiamo un condensatore di elevata capacità e desideriamo rivelare anche i picofarad passando sulle portate inferiori, constateremo che spesso i numeri sui display non rimangono stabili ma variano in continuità.

Facciamo un esempio: se noi prendiamo un condensatore a 470.000 pF ed utilizziamo la 2ª portata, sui display apparirà il numero 470,0 nanofarad ed ammesso che desideriamo conoscere anche i picofarad, saremo costretti a passare sulla prima portata.

Così facendo il capacimetro farà apparire la U sul display over range mentre gli altri display ci indicheranno i picofarad. Se il condensatore risulta da 470.320 pF sui display apparirà 0.320 pF. A questo punto però può accadere che i display anziché rimanere immobile su 0.320 pF, ci indichino successivamente 0.340 - 0.350 - 0.310 - 0.360 pF. Questo, badate bene, **non è un difetto** del capacimetro bensì una caratteristica comune a tutti i condensatori, quella cioè di variare in una percentuale più o meno ampia la propria capacità dipendentemente da diversi fattori, primo dei quali è la temperatura.

Se avete dubbi su tale affermazione provate a riscaldare un condensatore ceramico con la brace di una sigaretta o la punta di un saldatore: constaterete con grande meraviglia come passando da una temperatura normale di 20-25 gradi ad una temperatura di 30-40-50 gradi, un condensatore da 47.000 pF possa diminuire la sua capacità fino ad arrivare a 30.000-25.000 pF. Un condensatore da 22.000 pF di tipo giapponese può addirittura diventare da 8.000 pF.

È quindi logico che applicando al capacimetro un condensatore, che prima toccavamo con le mani, alla temperatura di 37 gradi, una volta lasciato libero quindi sottoposto ad una variazione di temperatura, automaticamente questo modifichi la sua capacità e che il « capacimetro digitale », essendo estremamente preciso, lo rilevi immediatamente.

Anche se il condensatore non venisse a contatto con le mani, se non protetto dalle correnti d'aria, la sua capacità varierebbe in ogni caso continuamente di un buon 2%.

Anche per i **condensatori in poliestere** si noterà tale diminuzione di capacità, ma in percentuale notevolmente inferiore rispetto a quelli ceramici giapponesi, pertanto si potrà affermare che questi risultano molto più stabili dei precedenti. Tanto per fare un esempio un condensatore in poliestere, potra variare di uno 0.2% contro il 3% di un condensatore ceramico. Vale a dire che per un condensatore da 1 microfarad si possono avere variazioni continue di circa 2.000 pF.

Per i **condensatori elettrolitici** si riscontrerà che abbiamo una condizione inversa, cioè la capacità tenderà ad aumentare all'aumentare della temperatura. Per questo tipo di condensatore, per rilevare la capacità « vera », sarebbe necessario attendere un minuto circa, affinché il condensatore si stabilizzi. La variazione di un condensatore elettrolitico può facilmente raggiungere il 10%. Quindi se applicate un elettrolitico da 100 microfarad, il capacimetro inizialmente potrà indicarvi 90 mF, poi salire dopo qualche secondo a 95 poi a 97 ed infine stabilizzarsi sulla sua esatta capacità.

Parlando sempre di condensatori elettrolitici **non dovete meravigliarvi** né accusare il capacimetro se rileverete delle capacità, ben diverse da quelle indicate sull'involucro. Un condensatore elettrolitico marcato 100 mF può infatti risultare in pratica da 180 mF, o anche da 40 mF se l'elettrolita di cui è composto è in via di esaurimento.

È ovvio che tali variazioni essendo in **percentuale** rispetto alla capacità totale del condensatore, si notano maggiormente su condensatori di elevata capacità che non su quelli di piccole capacità. Se prendiamo un condensatore da 1 microfarad noteremo una maggior variazione di «picofarad » che non con un condensatore da 100.000 pF e logicamente se passiamo a capacità ancora più basse, per esempio 2.200 pF, le variazioni che potremo notare risulteranno minime.

Con questo capacimetro, avremo quindi anche la possibilità di controllare quanto varia la capacità del condensatore in prova in funzione della temperatura e con stupore potremo constatare come, su alcuni tipi di condensatori, solo soffiando si abbiano variazioni abbastanza elevate di capacità, mentre con altri di qualità migliore le variazioni si abbiano solo con differenze di temperatura elevate, come ad esempio avvicinando al condensatore il saldatore caldo. Si potrà anche notare come i condensatori NPO non varino di capacità al variare della temperatura.

Dobbiamo infine far presente che utilizzando fili troppo lunghi per collegare il condensatore in prova alle boccole del capacimetro si possono avere piccoli errori di capacità (logicamente questo si verifica solo sulla prima portata quella cioè che misura le capacità da 10 a 9.999 pF) causate dai due fili. Perciò questi fili è sempre consigliabile tenerli corti (5-6 cm massimi) e distanziati tra di loro (due fili attorcigliati e posti troppo vicini, possono comportarsi come un condensatore da 20 a 100 pF).

È ancora consigliabile non appoggiare il condensatore in prova su un piano metallico, perché anche questo può introdurre capacità parassite.

Pensate che nei laboratori, il « capacimetro » viene collocato in una stanza completamente schermata, e collegata a « terra ». Per il nostro capacimetro comunque tutto ciò e superfluo, in quanto proprio per evitare queste precauzioni, abbiamo limitato la portata minima a 10 pF.

Se però volete renderlo più stabile, potrete sempre collegare ad una presa « terra » (tubo dell'acqua) il suo mobile metallico.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro capacimetro digitale è visibile in fig. 1 ed è costituito esclusivamente da integrati TTL.

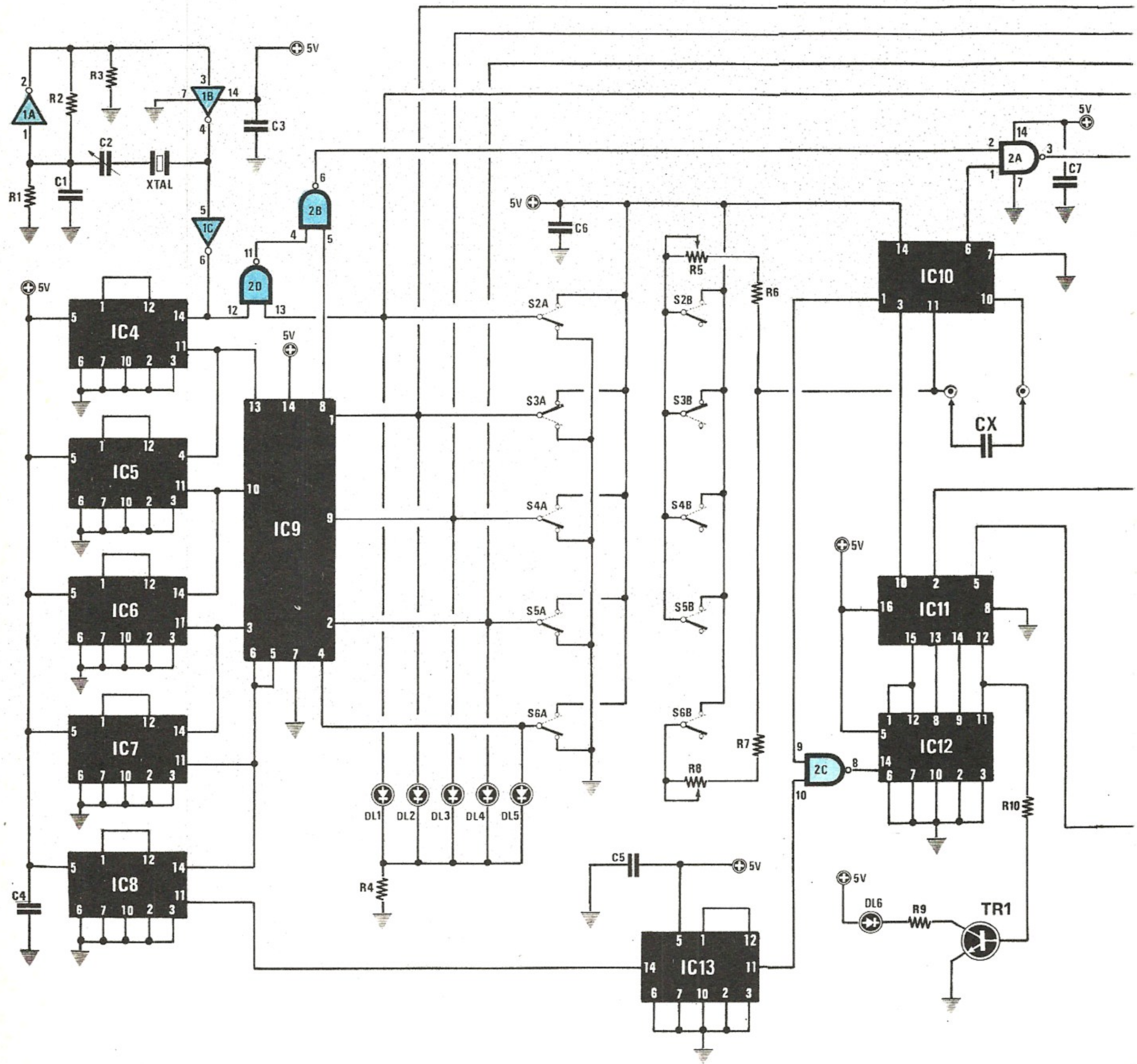
Il fulcro di tutto il circuito è costituito dall'integrato IC10, un monostabile tipo SN74121, il quale gode della proprietà di poter generare degli impulsi di « durata » direttamente proporzionale al valore di capacità inserito fra i suoi piedini 10 e 11.

In particolare la durata in secondi di questi impulsi è espressa da:

T = (R x CX x 0,7) : 1.000.000

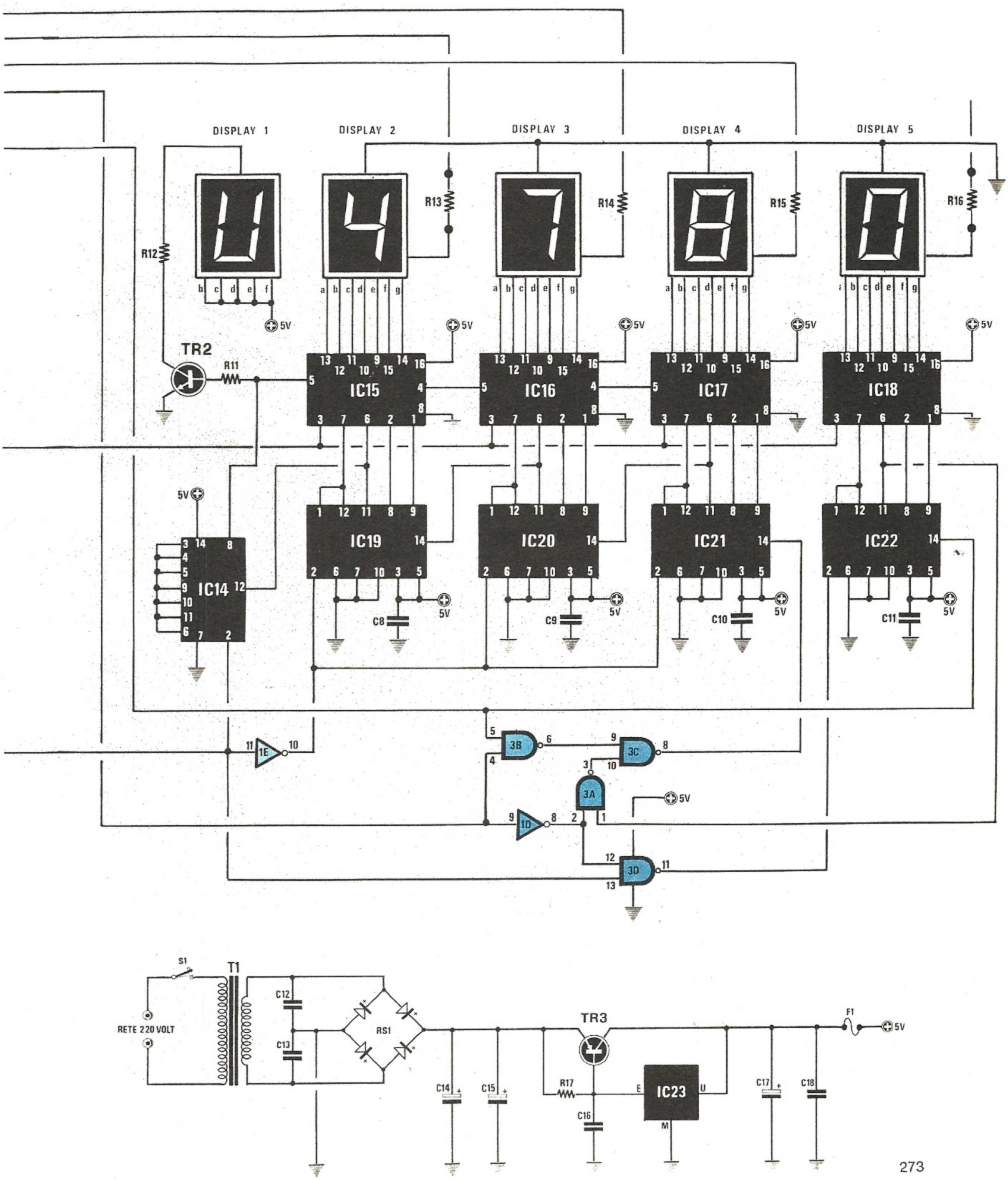
dove:

T = durata dell'impulso in secondi
R = resistenza applicata fra i piedini 11 e 14
CX = capacità incognita inserita fra i piedini 10 e 11 espressa in microfarad
0,7 = costante di proporzionalità fornita dalla Casa.



NOTA - Il ponte radrizzatore RS1 deve essere in grado di erogare minimo 1,5 amper se inserirete un ponte da 1 amper o meno dopo breve tempo questo si surriscalderà, la tensione in tali condizioni si abbasserà notevolmente e i display si spegneranno.

Fig. 1 Schema elettrico del capacimetro digitale con in basso il relativo alimentatore. La lista dei componenti è riportata nella pagina successiva.


DISPLAY 1
DISPLAY 2
DISPLAY 3
DISPLAY 4
DISPLAY 5
R12
R13
R14
R15
R16
TR2
R11
5V
IC15
IC16
IC17
IC18
IC19
IC20
IC21
IC22
IC14
C8
C9
C10
C11
1E
3B
3C
3A
1D
3D
S1
T1
RETE 220 VOLT
C12
C13
RS1
C14
C15
TR3
R17
C16
IC23
E
U
M
C17
C18
F1

Supponendo ad esempio di avere utilizzato una resistenza R da 10.000 ohm e di applicare fra i piedini 10 e 11 un condensatore da 47.000 pF (cioè da 0,047 mF), noi potremo ottenere in uscita dal monostabile degli impulsi aventi una durata di 10.000 x 0,047 x 0,7 : 1.000.000 = 0,000329 secondi pari a **329 microsecondi.**

Se invece il condensatore risultasse da 68.000 pF (cioè da 0,068 mF) la durata degli impulsi stessi sarebbe di 10.000 x 0,068 x 0,7 : 1.000.000 = 0,000476 secondi cioè di **476 microsecondi.**

Nel nostro circuito il valore di capacità incognito viene determinato « misurando » (se così possiamo affermare) la lunghezza di questi impulsi. Per far questo occorre però una scelta oculata sia della resistenza R applicata sul piedino 11 di IC10, sia della frequenza impiegata come « base dei tempi ».

Infatti, sempre riferendoci all'esempio precedente, a meno di scegliere una base dei tempi stranissima, nel primo caso noi potremmo visualizzare il numero 329 e nel secondo il numero 476, cioè due numeri che non hanno nulla a che vedere con la capacità effettiva del condensatore che era rispettivamente di 47.000 e 68.000 pF.

Tutto questo perché il valore della resistenza R da noi preso come esempio non è il più adatto allo scopo.

Come si fa quindi a determinare il valore di resistenza che ci consenta di leggere sui display l'esatta capacità del condensatore CX applicato fra i piedini 10 e 11 di IC10?

Il sistema è abbastanza semplice.

Supponiamo ad esempio che l'esatto valore di capacità del condensatore sia 47,250 pF e che noi disponiamo di una base dei tempi da 1 MHz (cioè un impulso ogni microsecondo): per leggere sui quattro display disponibili il numero 4725 noi dovremmo fare in modo che la durata di un impulso generato da IC10 contenga 4.725 impulsi della base dei tempi, cioè che questa durata risulti di 4.725 microsecondi (0,004725 secondi). Sapendo questo noi possiamo immediatamente determinare il valore di R sfruttando la seguente formula:

R = (T x 1.000.000) : (CX x 0,7)

Nel nostro caso otterremo quindi:

R = (0,004725 x 1.000.000) : (0,04725 x 0,7) = = 142.857 ohm

Infatti, sfruttando la formula riportata all'inizio del paragrafo e ponendo:

R = 142.857 ohm
CX = 0,047250 mF

otterremo:

T = 142.857 x 0,04725 x 0,7 : 1.000.000 = 0,004725 secondi = 4.725 microsecondi

Se invece il condensatore incognito CX fosse da 68.000 pF, noi otterremmo un periodo di:

T = 142.857 x 0,068 x 0,7 : 1.000.000 = 0,0068 secondi = 6.800 microsecondi

cioè con la stessa resistenza R potremmo leggere sui display anche questo valore di capacità.

Come si vede impiegando per R una resistenza da 142.857 ohm ed una base dei tempi da 1 MHz, noi potremmo riuscire a misurare con un'ottima precisione tutti i valori compresi fra 10.000 e 100.000 pF.

Supponiamo però a questo punto che il condensatore da misurare risulti da 47 mF.

Con lo stesso valore di resistenza noi otterremo un periodo di:

T = 142.857 x 47 x 0,7 : 1.000.000 = 4,7 secondi quindi se mantenessimo la stessa base dei tempi a 1 MHz, ogni impulso generato dal monostabile conterrebbe 4.700.000 impulsi della base dei tempi e di conseguenza otterremmo un « over-range » in quanto disponendo di soli 4 display il numero massimo che si può visualizzare è 9999.

In pratica per ottenere la massima precisione con questo valore di capacità (cioè per poter leggere sui display il numero 4700) è necessario disporre di una base dei tempi da 1 KHz (cioè 1.000 Hz) perché solo in questo caso ogni impulso generato dal monostabile conterrà esattamente 4.700 impulsi generati dalla base dei tempi.

Con questo crediamo di avervi chiarito il problema cioè crediamo che ognuno di voi avrà capito che due elementi concorrono ad ottenere una misura perfetta con questo strumento:

1) una esatta taratura della base dei tempi che deve essere scelta ad hoc per ogni portata;

2) una esatta scelta del valore di resistenza applicato far il piedino 11 del monostabile e l'alimentazione positiva.

Proprio per ottenere una precisione assoluta nel nostro circuito sono stati inseriti il compensatore C2 che ci permetterà di far oscillare il quarzo esattamente a 10 MHz ed i trimmer R5 ed R8 che ci consentiranno di equilibrare, in fase di taratura, le inevitabili tolleranze delle resistenze R6 ed R7. L'oscillatore della base dei tempi è costituito dagli inverter 1A-1B e sfrutta uno schema « clas-

sico » il cui pregio principale è quello di oscillare anche con i quarzi più ostinati.

L'inverter 1C viene sfruttato solo come amplificatore d'uscita. La frequenza dei 10 MHz generata dall'oscillatore e disponibile sul piedino 6 di tale inverter viene applicata ad una catena di **divisori x 10** di tipo SN7490 costituita rispettivamente da IC4-IC5-IC6-IC7 sulle cui uscite (piedino 11) avremo disponibili quattro frequenze fondamentali necessarie per la misura dell'impulso generato da IC10 e precisamente:

1 MHz su IC4
100 KHz su IC5
10 KHz su IC6
1 KHz su IC7

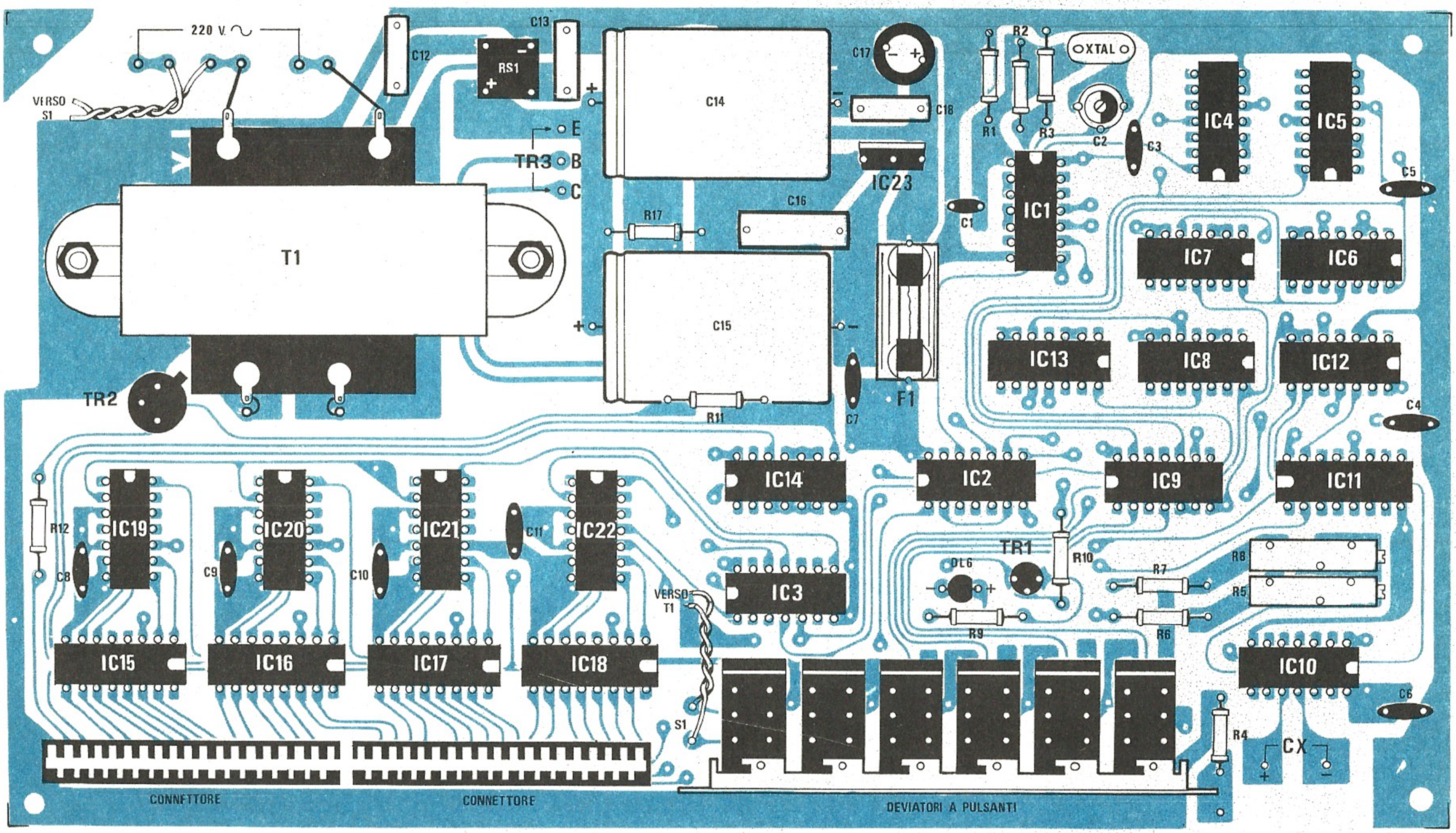
Queste frequenze vengono selezionate da IC9 (un AND/NOR invertente di tipo SN7544) il quale ne presenterà una sola delle quattro per volta (a seconda di come è posizionato il commutatore S3A-S4A-S5A-S6A, cioè della portata prescelta) sulla sua uscita (piedino 8) che risulta essere collegata all'ingresso 5 del nand 2B. In particolare, sull'uscita 6 di questo NAND noi ritroveremo le seguenti frequenze:

Frequenza	Tasto pigiato	Portata
10 MHz	S2	10 pF - 10.000 pF
1 MHz	S3	100 pF - 1 mF
100 KHz	S4	1.000 pF - 10 mF
10 KHz	S5	10.000 pF - 100 mF
1 KHz	S6	1 mF - 10.000 mF

Visto come si generano le frequenze della base dei tempi, resta ora da considerare come si ottengono gli impulsi di pilotaggio del monostabile (sappiamo tutti che questo per fornire un impulso in uscita necessita prima di un impulso in ingresso), quelli di comando delle memorie e quelli di azzeramento dei contatori.

A tale proposito noteremo che a IC7 fanno seguito altri due divisori decimali di tipo SN7490 (indicati con le sigle IC8 e IC13), quindi ancora un altro SN7490 (IC12) collegato ad una decodifica decimale di tipo SN7442 (IC11) e con un nand (2C) applicato sul suo ingresso (piedino 14).

R1 = 2.200 ohm 1/2 watt
R2 = 470 ohm 1/2 watt
R3 = 2.200 ohm 1/2 watt
R4 = 330 ohm 1/2 watt
R5 = 10.000 ohm trimmer 20 giri
R6 = 10.000 ohm 1/2 watt
R7 = 680 ohm 1/2 watt
R8 = 1.000 ohm trimmer 20 gin
R9 = 330 ohm 1/2 watt
R10 = 4.700 ohm 1/2 watt
R11 = 4.700 ohm 1/2 watt
R12 = 56 ohm 1/2 watt
R13 = 330 ohm 1/2 watt
R14 = 330 ohm 1/2 watt
R15 = 330 ohm 1/2 watt
R16 = 330 ohm 1/2 watt
R17 = 10 ohm 1/2 watt
C1 = 27 pF ceramico a disco
C2 = 6/30 pF compensatore
C3 = 47.000 pF ceramico o mylar
C4 = 47.000 pF ceramico o mylar
C5 = 47.000 pF ceramico o mylar
C6 = 47.000 pF ceramico o mylar
C7 = 47.000 pF ceramico o mylar
C8 = 47.000 pF ceramico o mylar
C9 = 47.000 pF ceramico o mylar
C10 = 47.000 pF ceramico o mylar
C11 = 47.000 pF ceramico o mylar
C12 = 100.000 pF poliestere
C13 = 100.000 pF poliestere
C14 = 2.000 mF elettr. 50 volt
C15 = 2.000 mF elettr. 50 volt
C16 = 330.000 pF poliestere
C17 = 100 mF elettr. 25 volt
C18 = 100.000 pF poliestere
IC1 = SN.7404
IC2 = SN.7400
IC3 = SN.7400
IC4 = SN.7490
IC5 = SN.7490
IC6 = SN.7490
IC7 = SN.7490
IC8 = SN.7490
IC9 = SN.7454
IC10 = SN.74121
IC11 = SN.7442
IC12 = SN.7490
IC13 = SN.7490
IC14 = SN.7472
IC15 = 9368
IC16 = 9368
IC17 = 9368
IC18 = 9368
IC19 = SN.7490
IC20 = SN.7490
IC21 = SN.7490
IC22 = SN.7490
IC23 = uA.7805
TR1 = transistor npn BC.208
TR2 = transistor npn 2N1711
TR3 = transistor TIP.34/A
RS1 = ponte 100 volt 1,5 amper
F1 = fusibile da 1 amper
DL1 a DL6 = diodi led
S1 a S6 = commuttatore a tastiera
XTAL = quarzo da 10 MHz
T1 = trasformatore da 10 watt con secondario ... volt 1 amper (numero 25)



220 V. ~
VERSO S1
C12
C13
RS1
C14
C17
C18
R1
R2
R3
XTAL
C2
C3
IC4
IC5
C5
T1
TR3
E
B
C
IC23
C16
R17
C1
IC1
IC7
IC6
C15
IC13
IC8
IC12
TR2
R11
C7
F1
C4
IC14
IC2
IC9
IC11
R12
IC19
C8
C9
IC20
C10
IC21
C11
IC22
TR1
R10
DL6
R8
R7
R5
IC3
VERSO T1
R9
R6
IC15
IC16
IC17
IC18
IC10
C6
S1
R4
CX
CONNFTTORE
CONNETTORE
DEVIATORI A PULSANTI

Fig. 2 (vedi sopra) Disegno a grandezza naturale del circuito stampato con sopra riportato la stampa serigrafica dei componenti.

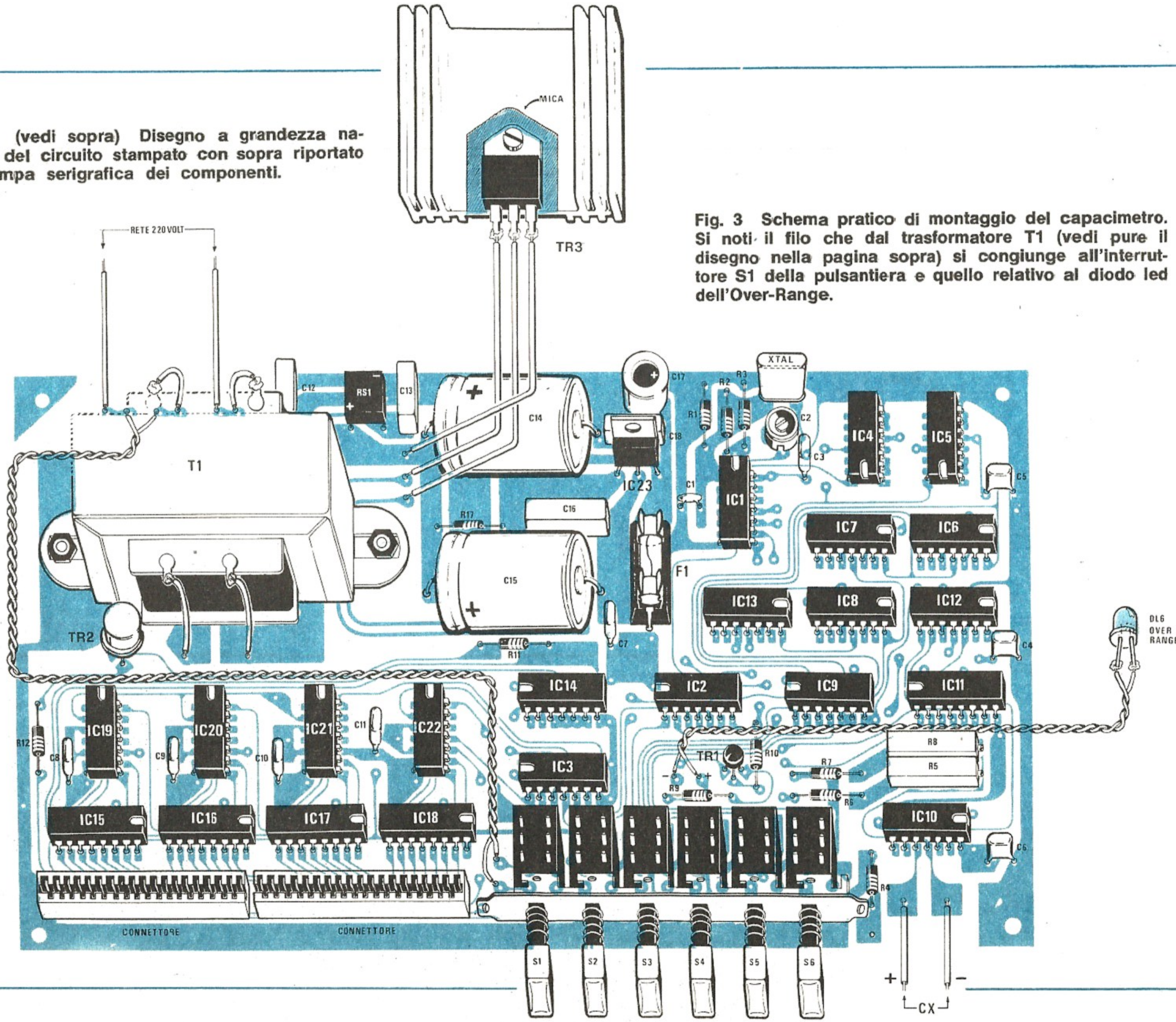


Fig. 3 Schema pratico di montaggio del capacimetro. Si noti il filo che dal trasformatore T1 (vedi pure il disegno nella pagina sopra) si congiunge all'interruttore S1 della pulsantiera e quello relativo al diodo led dell'Over-Range.

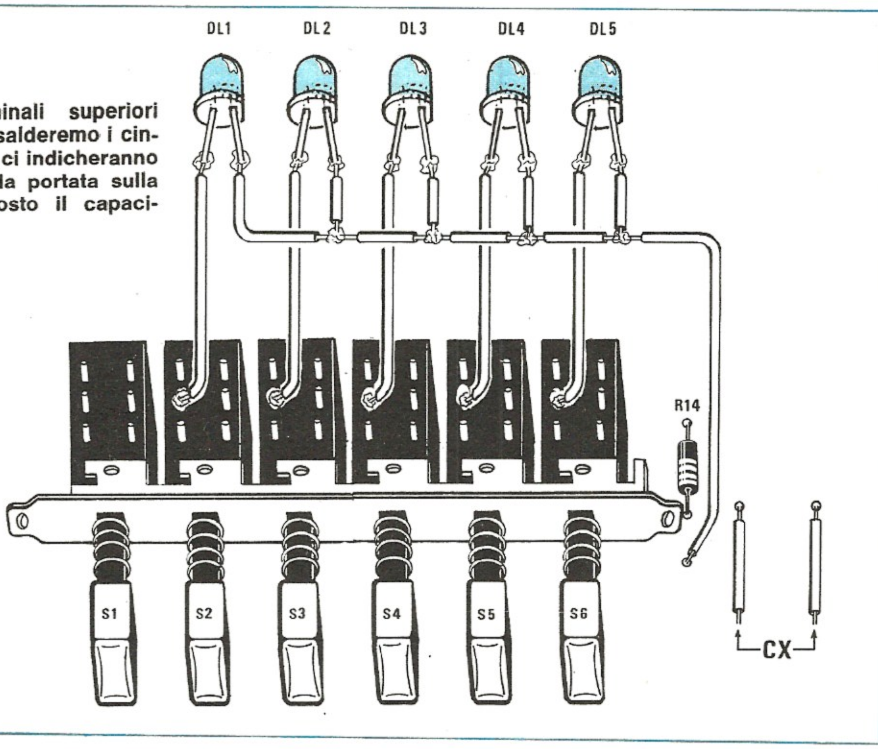


Fig. 4 Sui terminali superiori della pulsantiera salderemo i cinque diodi led che ci indicheranno di volta in volta la portata sulla quale è predisposto il capacimetro.

IC8 e IC13 realizzano nel loro complesso un **divisore X 100** e servono per generare impulsi a bassa frequenza (10 Hz) con i quali piloteremo il « generatore di sequenza » costituito da IC12 e IC11.

Sui piedini 10-5-2 di IC11 saranno pertanto disponibili degli impulsi che noi sfrutteremo rispettivamente per **eccitare il monostabile IC10,** per **abilitare le memorie** IC15-IC16-IC17-IC18 e per **resettare il contatore a quattro cifre** costituito dagli integrati IC19-IC20-IC21-IC22.

La porta nand 2C applicata all'ingresso di IC12, pilotata dall'uscita invertente di IC10 (piedino 1), servirà ad evitare che durante la lettura di capacità elevate, quindi di periodi molto lunghi, gli impulsi di memoria e di reset possano raggiungere il contatore col risultato di falsare la lettura. Dal piedino 11 di IC12 viene prelevato un impulso a 1 Hz che servirà per pilotare la base di TR1 sul cui collettore è applicato il led DL6: tale diodo led ci servirà come **indicatore di ciclo o di gate.**

Il nand 2A che troviamo applicato sull'uscita 6 di IC10 funge da vero e proprio GATE lasciando passare gli impulsi provenienti dalla base dei tempi e diretti ai contatori di misura solo ed esclusivamente per la durata dell'impulso generato da IC10 stesso, durata che come già sappiamo dipende linearmente dal valore di capacità incognito CX.

Il segnale disponibile sull'uscita 3 del nand 2A viene successivamente inviato all'ingresso del primo contatore (IC22).

Lo stesso segnale pilota anche l'ingresso 5 del nand 3B il quale insieme ai nand 3A-3C-3D e all'inverter 1D serve per escludere la prima cifra quando il capacimetro è posizionato sulla portata più bassa (quella da 10 a 100 pF).

L'adozione di tale accorgimento si è resa necessaria per non complicare ulteriormente l'apparecchio con l'aggiunta di un circuito supplementare che tenesse conto delle capacità parassite sempre presenti nel caso in cui ci si spinga con il grado di risoluzione ad 1 pF.

In altre parole, piuttosto che leggere sui display (nella prima portata) una cifra fissa corrispondente alle capacità parassite, si è aggirato l'ostacolo semplicemente portando il grado di risoluzione a 10 pF.

D'altra parte, considerando che l'impiego più frequente di un capacimetro avviene su capacità quasi sempre elevate, un errore « voluto » di 10 pF è in ogni caso più che tollerabile.

L'indicatore di OVER-Range è realizzato mediante l'integrato IC14 (un SN7472) cioè mediante un **flip-flop J-K master slave.**

In pratica tale integrato « memorizza » il superamento della massima capacità di conteggio di IC19 (10 impulsi) visualizzandolo sul primo display mediante una U stilizzata.

Lo stesso IC14 pilota inoltre il piedino 5 di IC15 evitando che a causa del circuito di spegnimento degli zeri contenuto nelle 9368, i display 2-3-4 possano spegnersi nel caso abbiano immagazzinato degli zeri in condizione di OVER-RANGE. Le resistenze R13-R14-R15 ed R16 servono a limitare la corrente di accensione dei « punti decimali ». Per concludere, osserviamo attentamente il selettore delle portate: esso è costituito da un selettore multiplo a 6 posizioni.

Una sezione viene utilizzata per pilotare i vari commutatori digitali, i led di indicazione della portata inserita e i punti decimali; l'altra sezione per inserire le due reti resistive variabili (R5-R6 oppure R7-R8) fra il piedino 11 di IC10 e l'alimentazione positiva.

Si noti come pur essendo previste cinque portate, le reti resistive di taratura risultino solo due.

La prima, costituita da R5 e R6, serve per le quattro portate più basse e la seconda, quella costituita da R7-R8, per la portata più alta in quanto utilizzando la rete precedente anche per questa portata avremmo attenuto dei tempi di misura troppo elevati.

Per alimentare tutto il circuito è necessaria una tensione stabilizzata di 5,1 volt che otterremo utilizzando lo schema di fig. 1.

Dal secondario del trasformatore T1 preleveremo una tensione alternata di circa 10 volt che raddrizzeremo poi col ponte RS1. L'integrato uA.7805 congiunto al transistor di potenza TR3 (un TIP.34) provvederà a fornire i 5 volt richiesti con una corrente più che sufficiente per alimentare integrati e display.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per la realizzazione di questo capacimetro sono necessari due circuiti stampati: il primo siglato LX250, servirà per ricevere tutti gli integrati, lo stadio alimentatore e il commutatore a pulsantiera, mentre il secondo, siglato LX251, per ricevere i soli display.

Il circuito principale (cioè LX250) è in fibra di vetro a doppia faccia e viene fornito come LX251 già forato in quanto risulterebbe problematico e costoso (le punte da 0,8 mm si spezzano con estrema facilità) eseguire manualmente i 600 fori richiesti per completare le due piastre.

Sui due circuiti stampati troverete riportato in serigrafia con vernice indelebile il disegno dei relativi componenti e questo faciliterà enormemente il montaggio considerato anche che in fig. 3 il lettore troverà un disegno in prospettiva relativo a questo stadio.

In possesso del circuito stampato, la prima operazione da compiere sarà quella di collegare, tramite i fori passanti, le piste superiori a quelle inferiori del circuito stampato LX250.

Come abbiamo più volte accennato, dovremo prendere dei sottili fili di rame nudo, piegarli a

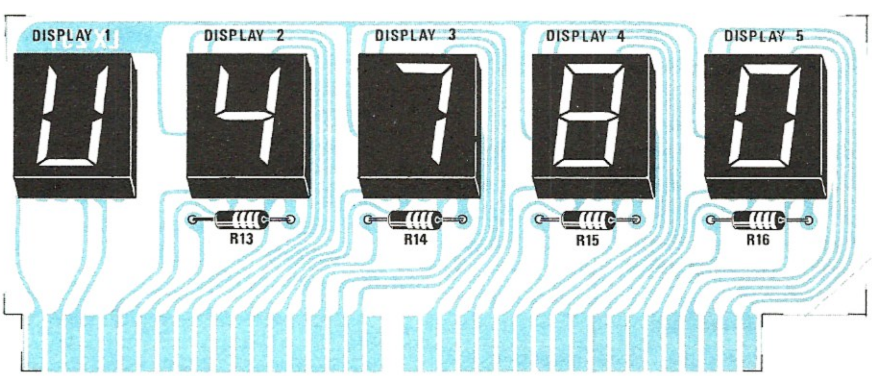


Fig. 5 Realizzazione pratica del telaietto relativo ai display FND.500. Se non interessa far apparire i punti decimali sui display è sufficiente non inserire le resistenze poste sotto ad essi come leggesi nell'articolo.

L, infilarli nel foro di passaggio, stagnarli sulla pista, poi dal lato opposto ripiegare nuovamente il filo a L e stagnarlo anche da questo lato alla pista di rame.

Ripiegando come consigliamo il filo a L sui due lati, non si correrà il pericolo che lo stesso si sfili, quando lo stagneremo dal lato opposto.

Prima di iniziare a stagnare i componenti, controllate attentamente se avete eseguito tutti i ponticelli di passaggio. Capita spesso di dimenticarsene **uno** e questo è più che sufficiente per impedire al circuito di funzionare. Proseguite nel montaggio saldando tutti gli zoccoli necessari per gli integrati.

A questo punto è necessario fare una premessa: non cercate di risparmiare acquistando zoccoli economici. Sappiamo tutti che il costo di 22 zoccoli di qualità, cioè a doppia molla e con contatti argentati incide fortemente sul costo totale (quasi 8500 lire) però ricordatevi che voi realizzate uno strumento di misura e risparmiare qualche migliaia di lire per poi ottenere un circuito che con il tempo accusa degli inconvenienti, significa pagare **3 volte** di più il costo degli zoccoli. Infatti dovete tener presente che dopo aver già speso una certa cifra per acquistare zoccoli scadenti, potrà accadervi di doverne sostituire qualcuno e questa volta, consci dell'errore commesso, cercherete zoccoli di qualità, non solo ma nel togliere gli zoccoli difettosi, correrete il dischio di rovinare il circuito stampato, quindi una spesa imprevista per un nuovo circuito stampato, e perdita di tempo tra lo smontare e il rimontare.

Non consigliamo nemmeno di saldare gli integrati, direttamente sul circuito stampato, perché per esperienza sappiamo che è facile trovarne qualcuno difettoso oppure che lo diventi, dopo un'ora di funzionamento.

Se avete utilizzato gli zoccoli, sarà facile trovare in brevissimo tempo l'integrato difettoso, in quanto essendocene tanti similiari, con un solo esemplare di scorta è facile, sostituendolo da uno zoccolo all'altro, scoprire quello che risulta imperfetto. Se li avrete stagnati, correrete il rischio di rovinare non solo il circuito stampato, ma anche gli integrati efficienti.

Nell'eseguire le stagnature, usate stagno il cui disossidante non sporchi troppo il circuito (leggere l'articolo apparso sul n. 50/51 riguardante le stagnature). Come vedesi in fig. 3, vicino al primario del trasformatore T1 esistono due fori a cui dovremo stagnare due fili isolati in plastica la seconda estremità dei quali andrà congiunta agli altri due fori presenti in prossimità del pulsante S1.

Questi due fili servono per « accendere » il frequenzimetro, cioè per fornire la tensione dei 220 volt al trasformatore T1, quando pigieremo i tasti da S2 a S6. Vicino al condensatore elettrolitico C14 sono presenti altri tre fori che dovremo congiungere ai terminali E-B-C del transistor TR3, transistor questo che dovremo fissare su una aletta di raffreddamento, isolandolo tramite una mica completa di rondella.

Controllate con un ohmetro, prima di fornire tensione, che il collettore di tale transistor risulti effettivamente isolato dall'aletta, diversamente otterrete quel che si chiama un **cortocircuito,** cioè una funzione che nel capacimetro non è stata prevista. La pulsantiera a 6 tasti andrà infilata anteriormente nella mascherina prima di stagnare i terminali al circuito stampato poiché altrimenti potrebbe non combaciare e dissaldarla in un secondo tempo può divenire problematico.

Sulla parte superiore di questa tastiera come vedesi in fig. 4, dovremo stagnare i cinque diodi led che infilati nei fori del pannello anteriore, ci indicheranno volta per volta se dobbiamo moltiplicare la capacità letta X1 X100 X1000.

Infatti pigiando il secondo pulsante (cioè quello della prima portata), automaticamente si accenderà il diodo led su cui risulta inciso **pF** e sotto al quale è indicato **X1** cioè la lettura è direttamente in **picofarad**.

Il terzo tasto è anch'esso siglato **pF** però pigiandolo si accenderà il diodo led che ci indica X100 pertanto la capacità indicata va moltiplicata **X100** ecc. ecc.

Dobbiamo a questo punto far presente che sulla seconda portata, sui display apparirà un **punto** che potrebbe trarre in inganno il lettore. Ad esempio se noi misuriamo un condensatore da 22.000 pF, sui display apparirà il numero 22.0 pertanto i due 00 del X100 vanno aggiunti dopo lo 0 già presente, in modo da leggere complessivamente 22.000 pF.

Se il punto vi dovesse trarre in inganno, potrete toglierlo escludendo dal circuito stampato la resistenza R15: in tal caso apparirà sui display il numero 220 che moltiplicato X100 vi darà 22.000 pF.

Noi abbiamo preferito lasciare tale punto, poiché in tale portata abbiamo la possibilità di raggiungere i 999.000 pF quindi questo **punto** ci è comodo per dividere le migliaia di pF.

Sulla terza portata si leggono sempre i pF moltiplicati **x 1.000** e anche per questa apparirà un punto sulla 4ª cifra partendo da destra: tale punto

ci è comodo in quanto ci separa i **microfarad** dai **picofarad** (per esempio se appare sui display l'indicazione . 220 noi dovremo leggere 220 x x 1.000 = 220.000 pF; se invece sui display apparisse 2.200 avremo **2 microfarad** e **200.000 picofarad**). Ne consegue che sulla terza portata abbiamo la possibilità di leggere 9 microfarad e 999.000 picofarad (in pratica 10 microfarad).

Chi ritenesse più comodo far sparire il **punto** su questa portata non dovrà inserire nel circuito stampato dei display la resistenza R13. Sulla quarta portata, cioè quella dei microfarad, apparirà un punto sul terzo display partendo da destra, e poiché questa portata è in **mF x1** se appare l'indicazione 47.25 significa che il condensatore in prova è da **47 microfarad** più **250.000 picofarad.**

Il diodo led di colore verde che collegheremo tramite due fili sul circuito stampato vicino alla resistenza R9 è quello del « gate controll » cioè quello che ci indicherà che il capacimetro funziona lampeggiando ogni volta che il capacimetro effettua una misura.

Montato al completo tutto il telaio LX250, potremo fissare sul circuito stampato LX251 i quattro display. Questi andranno fissati con la parte zigrinata presente su un lato del corpo rivolta verso l'alto.

Poiché il connettore posto sul circuito stampato LX250 è diviso in due parti, qualche lettore potrebbe chiedersi come fare ad infilarvi il circuito LX251 non essendo prevista su questo l'asola di separazione.

Non preoccupatevi, prima di stagnare i display, controllate su quale posizione essa dovrebbe risultare prevista, poi con una sega da ferro o traforo, effettuate un taglio profondo 7-8 mm.

Non è consigliabile, anche se possibile, tagliare al centro i due connettori in quanto così facendo li indeboliremmo, quindi con il tempo potrebbero non assolvere più totalmente la loro funzione, quella cioè di tenere ben pigiate le piste di rame del circuito LX251 alle molle interne del connettore.

Una volta montato al completo tutto il circuito, potremo fissare il tutto entro il mobile metallico.

Ricordatevi di tenere leggermente sollevato lo stampato dal piano di base, applicando sotto alle viti qualche dado in più o delle rondelle onde evitare che il rame sottostante o spezzoni un po' più lunghi dei terminali di qualche componente vadano a toccare il metallo della scatola.

I due fili che dovranno congiungersi alle due boccole frontali atte a ricevere il condensatore in prova, dovranno risultare corti e non attorcigliati tra di loro onde eliminare ogni capacità parassita.

TARATURA

La taratura di questo capacimetro digitale, contrariamente a quanto si potrebbe supporre, risulta estremamente semplice e non richiede l'impiego di nessuno strumento particolare, tranne logicamente il cacciavite.

Per eseguire tale operazione sarebbero sufficienti due soli condensatori campione (quello che serve per tarare il trimmer R5 e quello per R8) ma dal momento che nel circuito è presente il compensatore C2 il quale costituisce in pratica un « preziosismo » per ottenere dal capacimetro una precisione assoluta su tutte le portate, comprese quelle più basse, nel Kit vi verranno forniti 3 condensatori campione:

uno da 2.200 pF
uno da 220.000 pF
uno da 1.500 mF.

Chi dispone di un frequenzimetro digitale, potrà collegarlo al piedino 14 di IC4 (oppure al piedino 6 di IC1) e leggere la frequenza ivi presente.

Ruotando il compensatore C2 dovremo cercare di leggere una frequenza il più possibile prossima a 10.000.000 Hz. È ovvio che se anche raggiungeremo un valore pari a 10.000.010 Hz questo non pregiudica come si potrebbe supporre la lettura poiché si potrà sempre compensare la differenza agendo sui trimmer.

Ricordatevi che il capacimetro deve stabilizzarsi in temperatura, quindi il compensatore C2 va tarato sull'esatta frequenza di 10 MHz, dopo che questo risulta in funzione per almeno 5-10 minuti.

A questo punto dopo aver applicato sulle boccole il condensatore da 2.200 pF e pigiato il tasto S2, ruotate il trimmer R5 lentamente fino a leggere sui display la capacità esatta del condensatore.

Tarato il trimmer R5 per la prima portata le altre tre portate cioè dei pF x 100, pF x 1.000 e mF x 1 automaticamente risultano già tarate.

Per tarare la quarta portata, cioè quella dei microfarad, prendete il condensatore elettrolitico da 1.500 mF che noi vi forniamo (anche di questo condensatore sulla busta troverete indicata l'esatta capacità, cioè 1.250 mF oppure 1.980 mF) inseritelo nelle boccole rispettando la polarità e lasciatelo così collegato per almeno 3 minuti in modo che si stabilizzi, dopo di che ruotate il

trimmer R8 fino a leggere esattamente il valore da noi indicato.

Se non disponete di un frequenzimetro, dovrete tarare il capacimetro in modo diverso da quello precedentemente esposto e precisamente: prendete il condensatore da 220.000 pF ed applicatelo sulle boccole d'ingresso dello strumento, pigiate il tasto S3, cioè quello dei pF x 100. Così facendo, supponendo ad esempio che il condensatore da noi inviato risulti da 210.500 pF o 190.350, sui display dovreste logicamente leggere 210,5 oppure 190,3. Difficilmente vi apparirà tale numero. In tal caso dovrete ruotare lentamente il cursore del trimmer R5 finché sui display non apparirà il numero 210,5 e 190,3 (sempre riferendoci all'esempio precedente).

A questo punto, passando sulla portata immediatamente più alta, cioè pigiando S4, dovremo tornare a leggere lo stesso valore di capacità, vale a dire che con il solito condensatore, preso come esempio, da 210.500 e 190.350 pF sui display dovrà apparire il numero 210 e 190 (ricordiamo che su questa portata la lettura va moltiplicata x 100).

Non disperatevi se anziché 210 leggerete 211 oppure 209 in quanto questo è normale dal momento che la capacità non è esattamente 210.000 pF bensì 210.500 pF e il capacimetro arrotonda l'ultima cifra. Inoltre non dimenticatevi che dobbiamo ancora tarare il compensatore C2 e dopo questa operazione il capacimetro risulterà più preciso.

Tarato con il condensatore da 220.000 pF il trimmer R5 ora applicheremo alle boccole d'ingresso il condensatore campione da 2.200 pF e pigieremo il tasto S2, quello cioè che seleziona la portata dei pF x 1.

Così facendo, supponendo ad esempio che il valore effettivo del condensatore campione da noi inviato risulti di 2.150 pF, sui display dovrebbe apparirvi appunto il numero 2.150 tuttavia, non avendo ancora tarato il compensatore C2 potremo leggere dei valori diversi, ad esempio 2.160 oppure 2.140 pF.

A questo punto non dovrete far altro che ruotare leggermente in un senso o nell'altro con un cacciavite di plastica il compensatore C2 fino ad ottenere esattamente 2.150 pF.

Per ultimo dovremo tarare il trimmer R8, quello cioè che agisce sulla portata da 1 mF a 10.000 mF. Per far questo dovremo applicare sulle boccole d'ingresso il condensatore elettrolitico da 1.500 mF rispettandone la polarità (cioè applicare il terminale contraddistinto da un + sulla boccola positiva) e pigiare succesivamente il tasto S6. Immediatamente sui display apparirà un numero che potrà essere ad esempio 1.800 oppure 1.100; lasciate il condensatore inserito per almeno due minuti affinché si stabilizzi dopodiché ruotate il cursore del trimmer R8 fino a leggere esattamente i microfarad del condensatore campione inviatovi.

Da notare che su questa portata le « letture » del capacimetro avvengono in lassi di tempo molto lunghi, quindi una volta ruotato il trimmer attendete qualche secondo prima di ricorreggere il numero che appare sui display, altrimenti non riuscirete mai a tararlo.

In altre parole supponendo che sui display sia presente il numero 1.600 e ruotando il trimmer R8 in un verso subito dopo compaia il numero 1.400, non ruotate subito il trimmer nell'altro verso ma aspettate almeno due o tre letture.

Terminata la taratura del trimmer R8, il vostro capacimetro sarà pronto per l'uso ed immediatamente potrete mettere a frutto le sue possibilità d'impiego nel vostro laboratorio.

Sarà una nuova gemma in mezzo ai tanti strumenti perfetti che Nuova Elettronica vi ha fornito fino ad ora e continuerà a fornirvi in futuro.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX250 del capacimetro	L. 23.300
Il solo circuito stampato LX251 dei display	L. 2.400
Tutto il materiale occorrente per la realizzazione cioè i due circuiti stampati già forati, tutti gli integrati completi di zoccoli di ottima qualità, i due connettori, i transistor, l'aletta di raffreddamento, le resistenze, i condensatori elettrolitici, i trimmer multigiri, i diodi led, il trasformatore di alimentazione, un quarzo da 10 MHz con relativo zoccolo, un commutatore a tastiera completo di manopole argentate, i cinque display FND500, il ponte raddrizzatore e una mica isolante . .	L. 133.000
Un mobile metallico serie lusso completo di pannello frontale anodizzato, inciso e forato più schermo in plexiglass per i display	L. 17.300

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

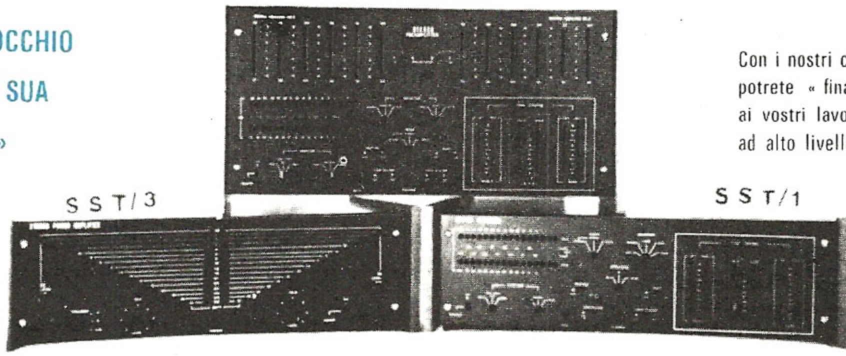
centro elettronico biscossi — via della giuliana 107 — tel. 319.493 — **ROMA**

RIVENDITORE DELLA SERIE COMPLETA DEI KIT DI NUOVA ELETTRONICA

SERIE DI KIT E PRODOTTI VARI PER LA PREPARAZIONE DI CIRCUITI STAMPATI SIA CON IL SISTEMA TRADIZIONALE O DELLA FOTOINCISIONE OPPURE IN SERIGRAFIA. IL TUTTO CORREDATO DI ISTRUZIONI PER IL CORRETTO USO - PER MAGGIORI CHIARIMENTI BASTA INVIARE LIRE 200 IN BOLLI E RICEVERE AMPIE ILLUSTRAZIONI PER IL KIT INTERESSATO E LISTINO PREZZI DI COMPONENTI DA NOI TRATTATI.

KIT EB 20	**L. 5.500**
4 basette per c.s.	
1 penna per c.s.	
48 trasferibili c.i.	
190 piazzole terminali	
1 busta di sali per 1 lt.	
KIT EB 55	**L. 29.500**
1 quadro stampa	
1 spremitore da 16 cm.	
100 cc. sgrassante	
50 cc. polvere abrasiva	
100 cc. sigillante	
250 gr. inchiostro	
1000 cc. diluente/solvente	
1 pellicola sensibilizzata	
1 nastro adesivo doppio	
INCHIOSTRI	
EB 30 flacone 10 cc.	**L. 550**
EB 31 flacone 50 cc.	**L. 950**
ACIDO CONCENTRATO	
EB 40 flacone 1/2 lt.	**L. 700**
EB 41 flacone 1 lt.	**L. 1.050**
EB 42 flacone 5 lt.	**L. 4.900**
VERNICE PELABILE	
EB 29 flacone 500 cc.	**L. 3.800**
EB 39 flacone 1000 cc.	**L. 7.000**
KIT EB 66	**L. 16.500**
1 flacone fotoresist P.	
1 flacone developer di f/t.	
KIT EB 77	**L. 3.000**
4 basette per c.s.	
1 inchiostro	
1/2 lt. acido	
1 penna completa	
KIT EB 99	**L. 21.500**
1 foglio poliestere con emuls. U.V. (color Key Negativo)	
200 cc. developer Negativo	
1 foglio carta nera	
150 cc. fotoresist Negativo	
1000 cc. developer	
VERNICE AUTOSALDANTE	
EB 34 flacone 100 cc.	L. 800
EB 35 flacone 1 lt.	L. 5.500
EB 97 flacone spray	L. 5.000
PENNA PER C.S.	
EB 999	L. 3.000
TRECCIA DISSALDANTE	
EB 951	L. 1.900
Trapano 12 V 18 W	L. 24.000
Cyanolit	L. 1.800
FOTORESIST POSITIVI	
EB 710 flacone 150 cc	**L. 13.500**
EB 711 flacone 500 cc.	**L. 37.500**
EB 712 flacone 1000 cc.	**L. 68.500**
EB 713 flac. spray 450 gr.	**L. 19.800**
FOTORESIST NEGATIVI	
EB 701 flacone 150 cc.	**L. 8.300**
EB 702 flacone 500 cc	**L. 25.150**
EB 703 flacone 1000 cc.	**L. 46.900**
EB 704 flac. spray 450 cc.	**L. 22.200**
SVILUPPI POSITIVI	
EB 714 flacone 200 cc.	**L. 2.800**
EB 715 flacone 1 lt.	**L. 12.250**
SVILUPPI NEGATIVI	
EB 705 flacone 1000 cc.	**L. 4.050**
EB 706 flacone da 5 lt.	**L. 18.200**
DILUENTI POSITIVI	
EB 716 flacone 1 lt.	**L. 10.500**
EB 717 flacone 5 lt.	**L. 45.500**
DILUENTI NEGATIVI	
EB 707 flacone 1 lt.	**L. 11.500**
EB 708 flacone 5 lt.	**L. 49.500**
SGRASSANTE E DISOSSIDANTE	
EB 49 flacone 1 lt.	**L. 5.500**
EB 67 flacone 5 lt.	**L. 23.500**
GRASSO SILICONE 100 gr.	**L. 4.800**

ANCHE L'OCCHIO VUOLE LA SUA « MUSICA »



Con i nostri contenitori potrete « finalmente » dare ai vostri lavori una estetica ad alto livello

Tipo SST 1 Amplificatore con VU a leed (32), toni, e livello a cursori, filtri, muting, flat, monitor per due registratori, mode, speakers, selettore, phones e mic. - Dimensioni utili 125 x 210 x 430 mm **L. 19.500**

Tipo SST 2 Preamplificatore adatto a contenere equalizer a 12 cursori, con VU a leed (32) e comandi come sopra - Dimensioni utili 210 x 125 x 430 mm. **L. 19.500**

Tipo SST 3 Finale con grande VU a led (32) e comando livelli per ogni canale - Dim. utili 125 x 210 x 430 mm. **L. 19.500**

Tipo RG/4 Il solo frontale separato dalla scatola. **L. 13.500**

NUOVA SERIE AMPLIFICATORI DA PALO MODELLO « AF »

Trattasi di una nuova serie di amplificatori a banda larga, da palo, progettata e realizzata per migliorare la ricezione dei segnali dell'intera banda quinta, che consentono di amplificare contemporaneamente più canali.

DATI TECNICI

Art. EB/01	- assorbimento 10 mA. mix UHF-VHF canali 38 69 - 12 dB	**L. 12.800**
Art. EB/02	- assorbimento 20 mA. mix UHF-VHF canali 38/72 - 24 dB	**L. 14.000**
Art. EB/03	- assorbimento 28 mA. mix UHF-VHF canali 38/72 - 30 dB	**L. 16.500**
Art. EB 04	- assorbimento 36 mA. mix UHF-VHF canali 38/72 - 42 dB	**L. 18.500**
Art. EB 05	- amplificatore interno completamente alimentato da 40-800 MHz	**L. 10.000**

Attenzione: Le offerte di materiali sono I.V.A. esclusa, i Vs ordini saranno evasi nel giro delle 24 ore, con pagamento in contrassegno.

Pinto

C.so Pr. Eugenio, 15 bis - 10122 Torino
Tel. 541564 - 535957

Componenti elettronici - Radio TV - Elettrodomestici - Audiovisivi
Rivenditore NUOVA ELETTRONICA,
distributore componenti NATIONAL, IRCI, PHILIPS, ITT, SILEC

ZENER

zener 1 W	L. 200
zener 1/2 W	L. 150
diodi led rossi	L. 150
diodi led verdi	L. 300

INTEGRATI C/MOS

4001	L. 350
4002	L. 350
4007	L. 350
4012	L. 350
4013	L. 750
4014	L. 1.800
4015	L. 1.500
4017	L. 1.400
4020	L. 2.300
4023	L. 350
4028	L. 1.350
4030	L. 770
4031	L. 3.500
4048	L. 800
4049	L. 800
4050	L. 800
4069	L. 350
4081	L. 400
4503	L. 850

INTEGRATI TTL

SN 7400	L. 300
SN 7401	L. 300
SN 7402	L. 300
SN 7403	L. 300
SN 7404	L. 350
SN 7405	L. 350
SN 7406	L. 600
SN 7407	L. 600
SN 7408	L. 350
SN 7409	L. 350
SN 7410	L. 300
SN 7413	L. 750
SN 7414	L. 1.700
SN 7416	L. 550
SN 7420	L. 750
SN 7427	L. 400
SN 7430	L. 300
SN 7440	L. 330
SN 7441	L. 1.300
SN 7442	L. 800
SN 7446	L. 1.300
SN 7447	L. 1.200
SN 7472	L. 400
SN 7473	L. 570
SN 7474	L. 570
SN 7475	L. 700
SN 7476	L. 560
SN 7483	L. 1.200
SN 7486	L. 420
SN 7490	L. 650
SN 7492	L. 750
SN 7493	L. 750
SN 7493	L. 1.000

INTEGRATI VARI

SN 76131	L. 1.300
UAA170	L. 3.800
UAA180	L. 3.800

TRANSISTOR

AC 125	L. 250
AC 126	L. 280
AC 127	L. 250
AC 128	L. 310
AC 187/188	L. 900
AD 161/162	L. 1.500
AY 102	L. 1.200
AY 106	L. 950
BC 107	L. 250
BC 148	L. 150
BC 149B	L. 200
BC 177	L. 280
BC 547	L. 200
BC 548	L. 200
BC 549	L. 200
BC 557	L. 200
BC 558	L. 200
BC 559	L. 200
BD 136	L. 400
BD 137	L. 490
BD 138	L. 500
BD 181	L. 1.100
BD 182	L. 1.200
BD 183	L. 1.300
TIP 29	L. 600
TIP 30	L. 650
TIP 31	L. 800
TIP 32C	L. 800
TIP 33C	L. 800
TIP 34C	L. 1.300
TIP 41	L. 1.030
TIP 42	L. 1.030
TIP 3055	L. 1.150
2N1711	L. 300
2N1613	L. 400
2N2646	L. 900
2N2905	L. 370
203055	L. 850

PONTI RADDRIZZATORI

Ponti 1,5/400V	L. 350
Ponti 2,5A/100V	L. 800
Ponti 2,5/400V	L. 900
B80 C5000	L. 1.700
VU METER	L. 2.800

KIT NUOVA ELETTRONICA GIÀ MONTATI

LX 153	L. 12.000
LX 114	L. 18.000
LX 139	L. 26.500
LX 174	L. 36.500
LX 183	L. 8.500
LX 170	L. 19.000
LX 161	L. 6.500
LX 144	L. 5.000
LX 99	L. 8.000

Interpellateci per altri Kit

Condizioni di pagamento: contrassegno + spese di spedizione (per importi non inferiori a L. 5.000).
Prezzi comprensivi IVA.

Un semplice accessorio che collegato al nostro orologio LX181 vi permetterà di svegliarvi tutte le mattine con un delizioso programma musicale. Lo stesso circuito può inoltre essere impiegato per accendere o spegnere le insegne luminose di un negozio oppure l'impianto di riscaldamento della vostra casa all'ora prefissata.



SVEGLIAMOCI a suon di MUSICA

Un orologio come quello da noi presentato sul numero 45/46 e siglato LX181, oppure la nuova versione del medesimo siglata LX181 B e presentata sul numero 50/51, non serve solo per indicarci le ore, bensì può svolgere diverse altre funzioni.

Una di queste la conoscete già e consiste nel poter ottenere la sveglia ad un'ora prefissata.

Oggi invece vogliamo completare tale progetto con un accessorio supplementare il quale vi permetterà di ottenere dal vostro orologio una funzione che forse non credevate neppure possibile, cioè un « interruttore a tempo ».

Ci spieghiamo meglio con qualche esempio pratico:

— La mattina non gradite svegliarvi con il solito suono del cicalino e preferite essere svegliati dalla vostra radio puntata la sera precedente sul programma preferito?

Con questo circuito avete la possibilità di farlo senza dover manomettere la radio.

— A voi non interessa svegliarvi a suon di musica?

Ebbene potrete sempre sfruttare questo accessorio per accendere il fornellino elettrico sopra il quale, prima di coricarvi, avete posto il thè o il caffè.

— Tutte le mattine dovete alzarvi alle 5 per accendere l'impianto di riscaldamento della vostra casa, della vostra officina, del vostro studio o del vostro negozio?

Con questo accessorio avete risolto anche tale problema.

— Vi secca dover andare ogni sera dalla vostra casa al negozio per spegnere l'insegna luminosa che volete lasciar accesa per qualche ora anche dopo la chiusura?

Il nostro circuito vi permette di ottenere anche questa funzione.

— Se avete un'officina e volete un dispositivo che azioni una sirena appena terminato l'orario di lavoro, potrete sfruttare l'orologio LX181 anche per questa funzione.

Potremmo ancora continuare con tantissimi altri esempi, tuttavia il succo del discorso rimane sempre questo:

se avete bisogno di un « comando automatico » che ad un'ora prefissata accenda o spenga un qualsiasi apparato che funzioni a tensione di rete o a batteria, non fatevi sfuggire l'occasione di realizzare questo semplicissimo circuito da applicare all'orologio LX181 e LX181B.

SCHEMA ELETTRICO

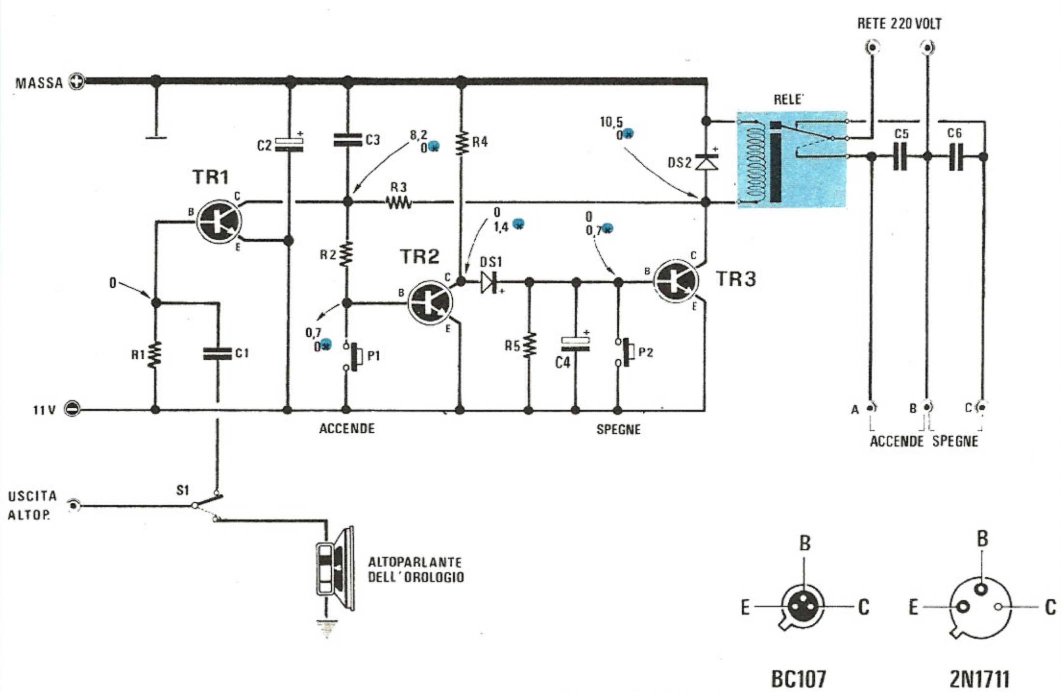
Osservando lo schema elettrico di fig. 1, noteremo immediatamente che questo circuito si compone in pratica di soli 3 transistor e di un relè i cui contatti verranno sfruttati come interruttore di rete per accendere o spegnere all'ora prefissata la radio oppure qualsiasi altra apparecchiatura elettrica.

Il segnale necessario a far scattare il nostro circuito verrà prelevato dal filo che alimenta l'altoparlante nell'orologio LX181 oppure LX181 B mediante il deviatore S1.

Come è intuitivo comprendere, tale deviatore ci permetterà di abilitare, a seconda delle nostre esigenze contingenti, o l'altoparlante della sveglia già inserito sull'orologio, oppure il relè.

In condizioni di riposo o di attesa (cioè a relè diseccitato), l'unico transistor che conduce nel circuito è il TR2 la cui base viene polarizzata tramite la resistenza R3 e la resistenza R2 prelevando la tensione positiva dalla « massa » del circuito stampato dell'orologio.

Non appena l'orologio aziona la sveglia (essendo stata raggiunta l'ora prefissata), il segnale che dovrebbe agire sull'altoparlante giunge, grazie al deviatore S1, sulla base del transistor TR1 il quale si porta subito in conduzione facendo scendere la tensione sul suo collettore



COMPONENTI

R1 = 10.000 ohm 1/2 watt
R2 = 3.300 ohm 1/2 watt
R3 = 1.000 ohm 1/2 watt
R4 = 3.300 ohm 1/2 watt
R5 = 5.600 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 220 mF elettrolitico 16 volt
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C5 = 10.000 pF poliestere
C6 = 10.000 pF poliestere
DS1 = diodo al silicio 1N4148
DS2 = diodo al silicio 1N4148
TR1 = transistor NPN tipo BC107
TR2 = transistor NPN tipo BC107
TR3 = transistor NPN tipo 2N1711
S1 = deviatore a levetta
P1 = pulsante
P2 = pulsante
RELÈ = relè 12 volt 1 scambio

dagli 8 volt positivi a riposo ad un valore molto prossimo a zero volt.

Nota: per evitare che il lettore faccia confusione con le tensioni precisiamo che risultando il positivo di questo circuito collegato alla massa dell'orologio, per rilevare tensioni positive con il tester occorre applicare i terminali di quest'ultimo fra gli 11 volt negativi ed i punti interessati.

Risultando presente una tensione nulla sulla base di TR2, quest'ultimo verrà a trovarsi interdetto (cioè la corrente non potrà più attraversarlo) quindi sul suo collettore troveremo la massima tensione positiva che fluendo attraverso DS1 riuscirà a polarizzare la base di TR3 portandolo in conduzione e facendo quindi eccitare la bobina del relè (ricordiamo che i transistor sono degli NPN quindi per portarli in conduzione occorre che da base sia più positiva rispetto all'emettitore).

A questo punto anche se l'orologio cessa d'inviare alla base di TR1 il segnale della sveglia, il relè **rimane sempre eccitato** in quanto sulla base di TR2 abbiamo una tensione tanto bassa che non permette al transistor di portarsi in conduzione.
Se controlliamo lo schema noteremo infatti che la resistenza di polarizzazione R3 preleva la tensione positiva necessarie per polarizzare la base di TR2 dal collettore di TR3 e su questo punto, quando il relè risulta eccitato, abbiamo una tensione di poco superiore a zero volt.

In altre parole una volta che la radio è stata accesa dai contatti del nostro relè, per **spegnerla** dovremo necessariamente agire sul pulsante P2.

Questo pulsante infatti, cortocircuitando la base di TR3 con l'emettitore, provocherà l'interdizione di questo transistor e di conseguenza farà diseccitare il relè.

Una volta ristabilite le condizioni iniziali sul collettore di TR3 saranno presenti i 12 volt positivi che fluendo attraverso R3-R2 permetteranno a TR2 di polarizzarsi.
L'altro pulsante presente in questo circuito (cioè il P1) servirà invece per eccitare manualmente il relè.

Bisogna infatti tener presente che quando avremo collegato ai contatti del relè ad esempio la nostra radio, sarà utile disporre di un comando supplementare che ci consenta di ascoltarla anche prima dell'ora prefissata sulla sveglia.

Questo dispositivo è appunto rappresentato dal pulsante P1 il quale, cortocircuitando base ed emettitore di TR2, provoca l'interdizione di

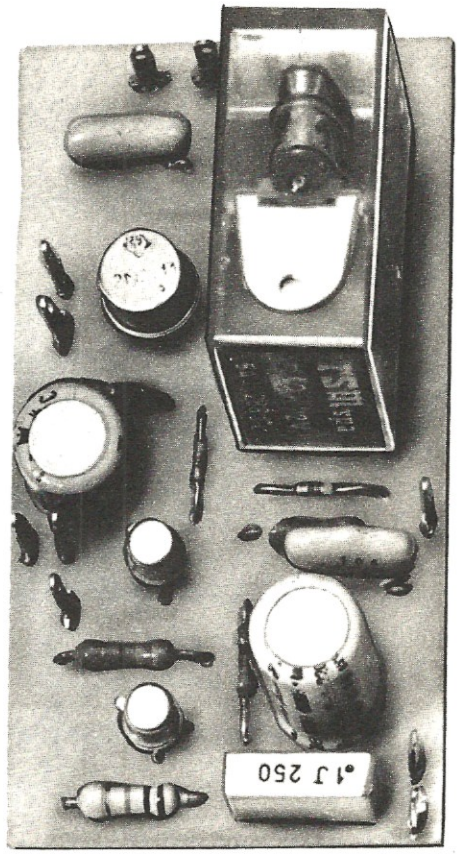


Foto di uno dei nostri prototipi impiegati per il collaudo del circuito. In questo modello mancano infatti i condensatori C5-C6 posti in parallelo ai contatti del relé.



Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale.

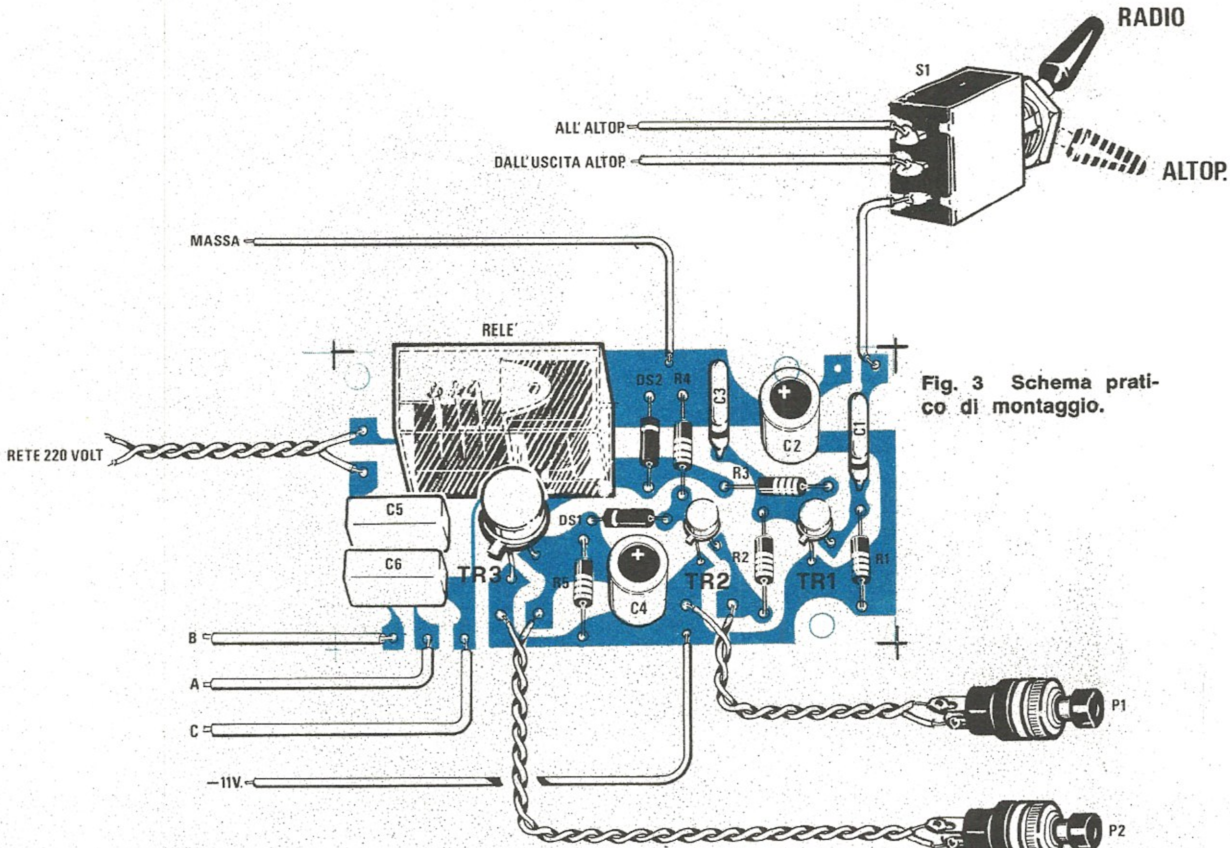


Fig. 3 Schema pratico di montaggio.

questo transistor e di conseguenza porta in conduzione TR3.

L'alimentazione per il nostro circuito viene prelevata, come già anticipata, direttamente dall'orologio LX181 o LX181B.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario alla realizzazione di questo progetto reca la sigla LX184 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 2.

Su di esso troveranno posto tutti i componenti fatta eccezione per il solo deviatore S1 e i due pulsanti P1 e P2.

Il montaggio, come constaterete, non presenta nessuna difficoltà e dopo averlo ultimato potremo collegare questo nostro circuito all'orologio LX181 per prelevare da esso la tensione di alimentazione ed il segnale della « sveglia ».

A tale proposito ricorderemo che sul circuito stampato LX181 sono presenti due **prese d'uscita** sulle quali va applicato l'altoparlante: una è collegata a « massa » e l'altra ad un trimmer che serve per regolre il volume.

Su quest'ultima presa noi dovremo collegare il terminale centrale del deviatore S1: un estremo di tale deviatore lo collegheremo poi all'altoparlante e l'altro estremo all'ingresso del nostro circuito.

Per effettuare questi collegamenti potremo utilizzare degli spezzoni di filo di rame ricoperto in plastica oppure una trecciola trifilare.

Sempre una trecciola, questa volta però bifilare, potrà essere impiegata per i collegamenti con i pulsanti P1 e P2.

Il filo di « massa » (che per il nostro circuito rappresenta il positivo di alimentazione) potremo collegarlo, come già anticipato, direttamente al secondo terminale dell'altoparlante (che appunto va a massa) mentre gli 11 volt negativi dovremo prelevarli dalla pista dello stampato LX181 che fa capo all'emettitore di TR3 ed al terminale negativo del condensatore elettrolitico C1 (vedi figure a pag. 170 e 174 della rivista 50/51).

Per ultimo collegheremo la rete dei 220 volt sui due terminali che nello schema pratico ed elettrico sono indicati con la dicitura 220 volt.

A questo punto ricordiamo che dal relè escono tre fili contraddistinti rispettivamente dalle lettere A-B-C.

Il filo B è collegato al contatto mobile (cioè al centrale), mentre i fili A e C agli estremi.

Quando la bobina del relè risulta diseccitata i contatti B e C sono in cortocircuito mentre fra A e B vi sarà un circuito aperto.

Logicamente quando il relè è eccitato accadrà esattamente il contrario quindi se noi applicheremo la radio o qualsiasi altro apparato elettronico fra A e B, questo **entrerà in funzione** all'ora da noi prefissata, mentre se lo collegheremo fra i fili B e C, la radio o la lampadina o qualsivoglia altro apparecchio resterà sempre acceso e si spegnerà solo al raggiungimento dell'ora prefissata.

Terminate queste operazioni potremo passare direttamente al collaudo del circuito il quale dovrà funzionare immediatamente.

Se questo non accadesse significa che avete commesso qualche errore di montaggio oppure che uno dei transistor è fuori uso.

Ad esempio se il transistor TR2 fosse interrotto, il relè rimarrebbe sempre eccitato ed anche pigiando P2 lo vedremmo diseccitarsi per un attimo ma rieccitarsi immediatamente non appena lo rilasciasmo.

Se poi anche pigiando P2 il relè non si diseccitasse neppure per un attimo, significa che TR3 è in cortocircuito.

In tutti questi casi tuttavia, prima di sostituire il componente difettoso, ammesso che riusciate ad individuarlo, controllate attentamente il montaggio per assicurarvi di non aver commesso errori.

Per agevolarvi nel vostro compito abbiamo riportato sullo schema elettrico di fig. 1 le tensioni che dovrete rilevare nei vari punti del circuito quando il relè è diseccitato oppure quando è eccitato (questi ultimi hanno un pallino di fianco).

In tal modo vi sarà molto facile ricercare eventuali guasti e porvi rimedio.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

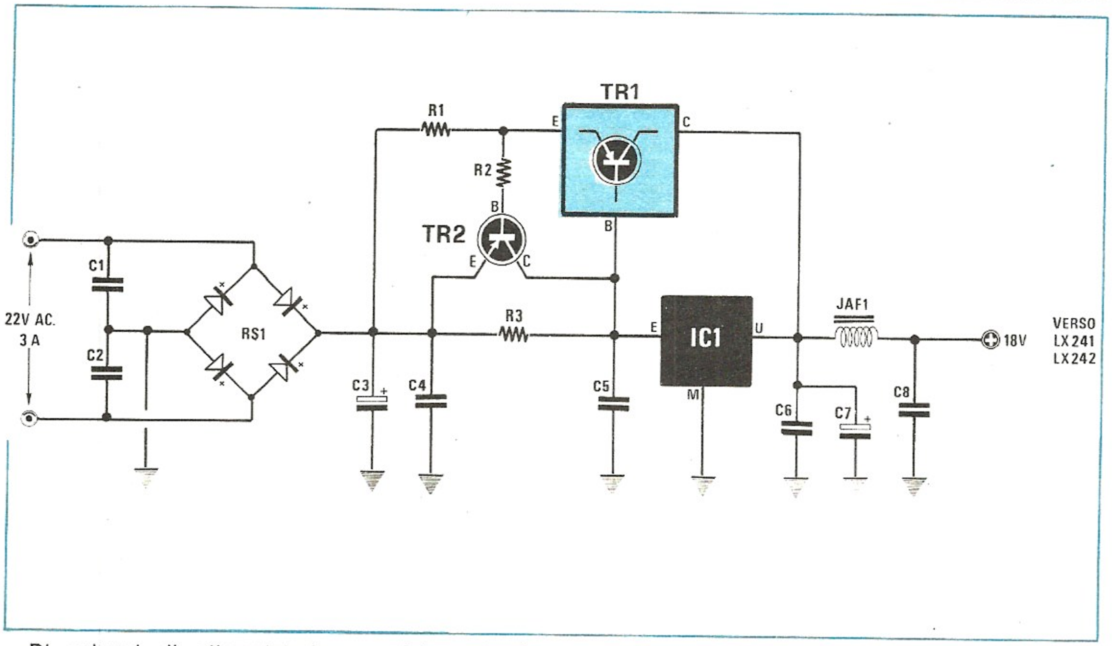
Il solo circuito stampato LX184 in fibra di vetro . . . . L 2.300

Tutto il materiale occorrente per la realizzazione cioè circuito stampato, resistenze, condensatori, diodi, transistor, deviatore, pulsanti, relé . . . . L. 12.000

I prezzi sopra elencati non comprendono le spese postali.

Questi alimentatori, studiati appositamente per il nostro trasmettitore in FM da 88-108 MHz presentato sul n. 50/51, potranno essere sfruttati anche per alimentare altre apparecchiature elettroniche in cui risultino necessari 18 volt 3-4 ampère massimi oppure 12 volt 1,5 ampère e 18 volt 0,5 ampère.

DUE ALIMENTATORI per TX-FM



Di schemi di alimentatori ne esistono tanti, per non dire tantissimi, però capita sempre che quando andiamo a cercare quello che ci serve per un determinato circuito, non riusciamo a trovarne uno idoneo alle nostre esigenze.

Quanto affermiamo vale in particolar modo per chi, dovendo alimentare il nostro trasmettitore in FM per radio private, cercherà uno schema che disponga delle caratteristiche richieste.

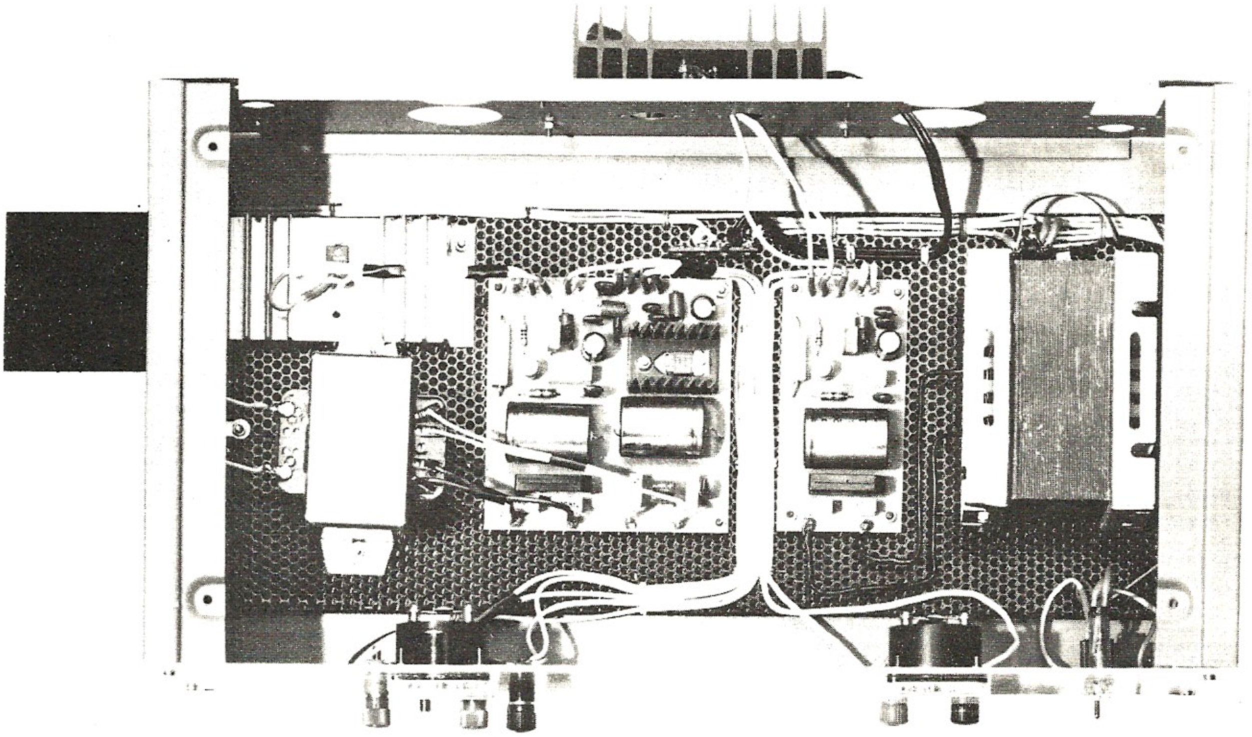
Per venirvi in aiuto abbiamo quindi realizzato due alimentatori stabilizzati, completi di protezione contro i cortocircuiti, in grado di erogare le tensioni e le correnti richieste da tale nostro progetto.

ALIMENTATORE 18 VOLT 3-4 AMPÈRE

L'alimentatore il cui schema è visibile in fig. 1, è in grado di erogare una tensione di 18 volt

COMPONENTI ALIMENTATORE LX245

R1 = 0,27 ohm 3 watt
R2 = 100 ohm 1/2 watt
R3 = 12 ohm 1 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 2.000 mF elettrolitico 50 volt
C4 = 47.000 pF ceramico
C5 = 330.000 pF poliestere
C6 = 47.000 pF ceramico
C7 = 100 mF elettrolitico 25 volt
C8 = 47.000 pF ceramico
RS1 = ponte raddrizzatore B80-C5000
JAF1 = impedenza AF tipo VK200
TR1 = transistor darlington PNP MJ2501
TR2 = transistor PNP tipo BFY64
IC1 = integrato tipo uA.7818
T1 = trasformatore n. 52 primario 220 v secondario 22 volt 3 ampère



Nella foto si può vedere come noi abbiamo disposto dentro al mobile i due alimentatori necessari per alimentare il nostro trasmettitore in FM per radio private. Si noti l'aletta di raffreddamento per il darlington MJ 2501 posta sul retro del mobile.

con una corrente massima di 5 ampère (purché si modifichi come spiegheremo il valore della resistenza R1).

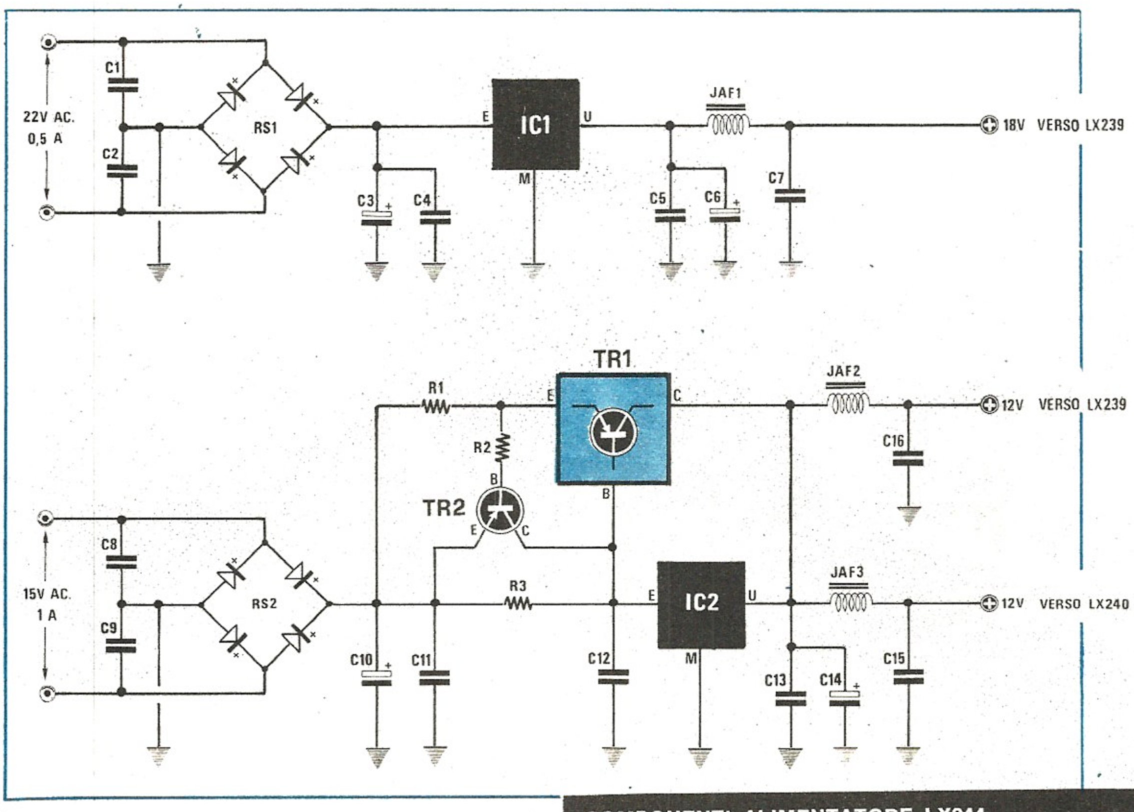
Con il valore riportato nella nostra lista componenti la corrente massima è invece volutamente limitata a circa 3 ampère, dal momento che lo **stadio prepilota e pilota** LX241 ed il **lineare di potenza** LX242 del nostro trasmettitore per i quali questo alimentatore è stato progettato non supereranno mai tale assorbimento.

Questo schema richiede l'impiego di un trasformatore da 80-100 watt con secondario da 20-22 volt 3 ampère; tuttavia, se si volesse ottenere una corrente maggiore, è ovvio che anche il filo utilizzato per l'avvolgimento dovrà risultare di sezione adeguata a sopportarla.

Poiché si prevede che tale trasformatore debba rimanere in funzione continuamente fino a 20 e più ore al giorno e per giorni interi è necessario che i lamierini impiegati risultino al silicio e di ottima qualità.

La tensione presente sul secondario del trasformatore verrà raddrizzata da un ponte B80C3500 oppure B80C5000, quindi filtrata dal condensatore elettrolitico C3 da 2.200 mF 50 volt ed infine applicata in ingresso all'integrato stabilizzatore IC1 (un uA.7818) tramite la resistenza R3. Agli estremi di questa resistenza troviamo applicati il collettore e l'emettitore del transistor TR2, un PNP di tipo BFY64.

In questo circuito l'integrato IC1 serve per stabilizzare la tensione in uscita, il darlington TR1 per fornire la corrente richiesta, mentre il transistor TR2 costituisce lo stadio limitatore di corrente. Come infatti potrete comprendere, non appena la corrente che scorre su R1 supera un certo limite (dipendente dal valore di questa resistenza), ai capi di R1 stessa si determina una caduta di potenziale sufficiente a portare il transistor TR2 in conduzione, cioè in pratica a cortocircuitare la base e l'emettitore del darlington TR1.



In tal modo il darlington non potrà più erogare corrente, quindi la tensione in uscita scenderà quasi a « zero » volt. Il massimo della corrente che potremo prelevare dal nostro alimentatore viene determinato, come avrete certamente compreso, dal valore della resistenza R1: più alto sarà il valore di tale resistenza, meno saranno gli ampère che potremo prelevare, quindi se si desidera superare i 3 ampère, si dovrà logicamente ridurre il valore di R1. Come già accennato, quando si supera il limite massimo di corrente prefissato da R1, la tensione in uscita scende bruscamente dai 18 volt iniziali a valori minimi dell'ordine dei 2-3-5 volt, per ritornare al valore normale non appena l'assorbimento sarà sceso di nuovo al di sotto di tale limite, quindi nessun pericolo anche in caso di cortocircuiti accidentali.

Se una volta montato l'alimentatore constateremo che con un assorbimento massimo di 2 ampère la tensione in uscita diminuisce bruscamente, significa che il valore ohmico della resistenza R1 è troppo elevato e di conseguenza

COMPONENTI ALIMENTATORE LX244

R1 = 0,47 ohm 3 watt
R2 = 100 ohm 1/2 watt
R3 = 12 ohm 1 watt
C1 = 100.000 pF opliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 2.000 mF elettrolitico 50 volt
C4 = 47.000 pF ceramico
C5 = 47.000 pF ceramico
C6 = 100 mF elettrolitico 25 volt
C7 = 47.000 pF ceramico
C8 = 100.000 pF poliestere
C9 = 100.000 pF poliestere
C10 = 2.000 mF elettrolitico 50 volt
C11 = 47.000 pF ceramico
C12 = 330.000 pF poliestere
C13 = 47.000 pF ceramico
C14 = 100 mF elettrolitico 25 volt
C15 = 47.000 pF ceramico
C16 = 47.000 pF ceramico
JAF1 = impedenza AF tipo VK200
JAF2 = impedenza AF tipo VK200
JAF3 = impedenza AF VK200
IC1 = integrato tipo uA7818
IC2 = integrato tipo uA7812
TR1 = transistor darlington PNP TIP117
TR2 = transistor PNP tipo BFY64
RS1 = ponte raddrizzatore 100 volt 1 ampère
RS2 = ponte raddrizzatore B80-C5000
T1 = trasformatore n. 53 primario 220 volt secondari: 22 volt 0,5 ampère
15 volt 1 ampère

dovremo ridurlo portandolo ad esempio da 0,47 ohm a 0,44 ohm oppure a 0,4 ohm. Poiché detti valori di resistenza a filo sono piuttosto difficili da reperire, potrà rendersi necessario effettuare dei paralleli o delle serie. Se al contrario la protezione entrasse in funzione solo a 4 ampère, sarà opportuno sostituire tale resistenza con una di valore più elevato, ad esempio da 0,5 ohm.

Nota importante. Sostituendo in qlesto alimentatore l'integrato uA7818 con un uA7812 in uscita otterremo 12 volt. Tale tensione risulta necessaria per alimentare lo stadio prepilota-pilota e il lineare di potenza, nel caso si desideri pilotare un lineare da 50-60 watt come presentato su questo numero.

ALIMENTATORE 18 VOLT 0,5 AMPÈRE E 12 VOLT 1 AMPÈRE

Per questo alimentatore, il cui schema è visibile in fig. 2, risulta necessario un trasformatore della potenza di circa 50-60 watt provvisto di due secondari:
uno in grado di erogare **20-22 volt 0,8-1 ampère** e uno in grado di erogare **15 volt 1,5 ampère**

La tensione dei 20-22 volt viene raddrizzata da un normale ponte da 50-100 volt 1 ampère, filtrata dal condensatore elettrolitico C3 e stabilizzata a 18 volt dall'integrato IC1 (un normalissimo uA.7818).

I 18 volt così ottenuti verranno sfruttati per alimentare il telaio LX239 (**stadio eccitatore FM**).

Dobbiamo a questo punto precisare che anche se la Casa costruttrice assicura che l'integrato uA7818 è in grado di erogare 1 ampère, in pratica quando si superano gli 0,5 ampère, si ottiene una tensione raddrizzata con un notevole « ripple », cioè alla tensione continua è sovrapposto un residuo di **alternata** non sempre accettabile da tutti i circuiti elettronici. Nel nostro caso, risultando l'assorbimento del telaio LX239 limitato a circa 60-70 mA, la tensione prelevata è in ogni caso esente da « ripple ». Questa precisazione serve quindi solo ed esclusivamente per coloro che volessero utilizzare questo schema per alimentare un qualsiasi altro apparato e che riscontrando dalle caratteristiche che il uA.7818 è in grado di erogare 1 ampère, volessero sfruttarlo per questo massimo.

Il secondario da 15 volt presente sul nostro trasformatore viene sfruttato invece per ottenere i12 volt richiesti ancora dallo **stadio eccitatore FM** LX239 (questo telaio necessita di due tensioni, una a 18 e una a 12 volt) nonché dallo **stadio oscillatore a 90 MHz e miscelatore** LX240.

Lo schema utilizzato in questo caso è molto simile a quello già sfruttato per ottenere i 18 volt necessari ad alimentare lo **stadio pilota ed il lineare** ed anche in questo caso la corrente in uscita è limitata dal valore di R1 nonché dalla potenza del trasformatore.

Se infatti il trasformatore di alimentazione fosse in grado di erogare 3 e più ampère, limitando opportunamente il valore di R1, potremmo ottenerli anche sul carico, ma poiché per il nostro

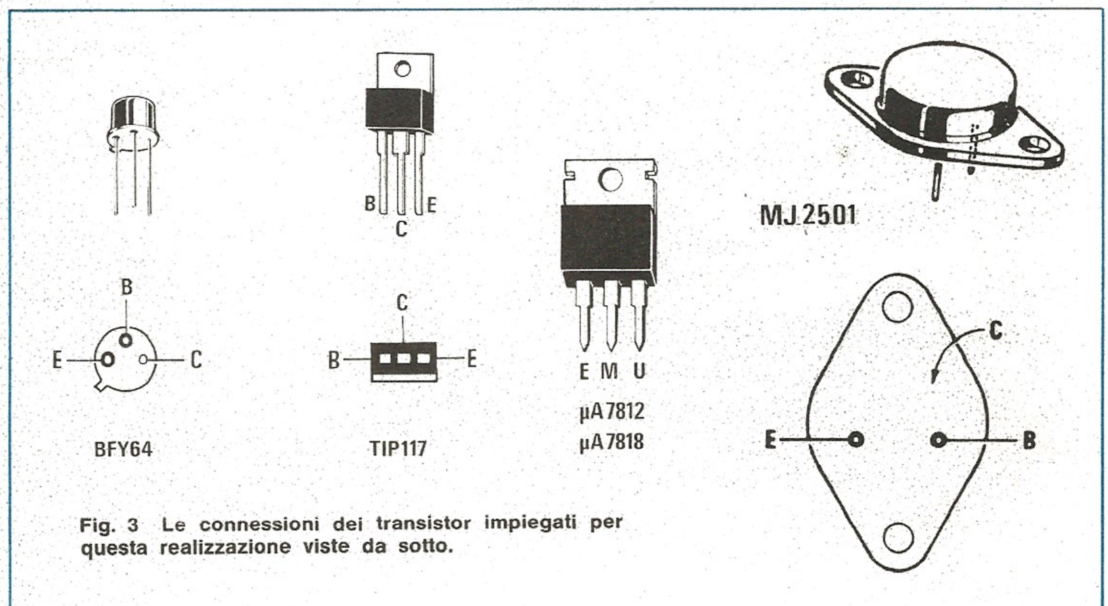


Fig. 3 Le connessioni dei transistor impiegati per questa realizzazione viste da sotto.

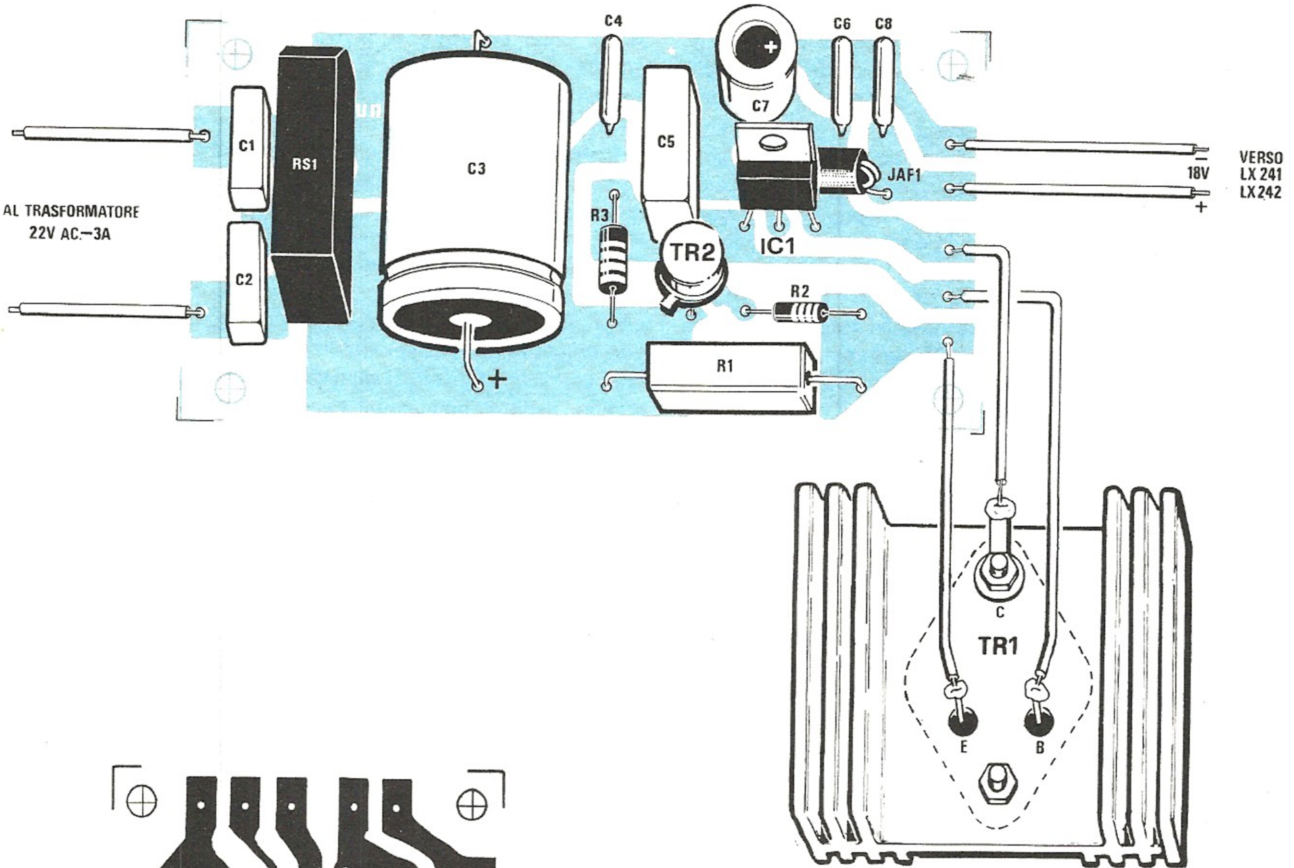


Fig. 4 Schema pratico di montaggio dell'alimentatore da 18 volt, 3 ampère. Nota: il darlington TR1 va isolato con una mica e relative rondelle dall'aletta di raffreddamento.

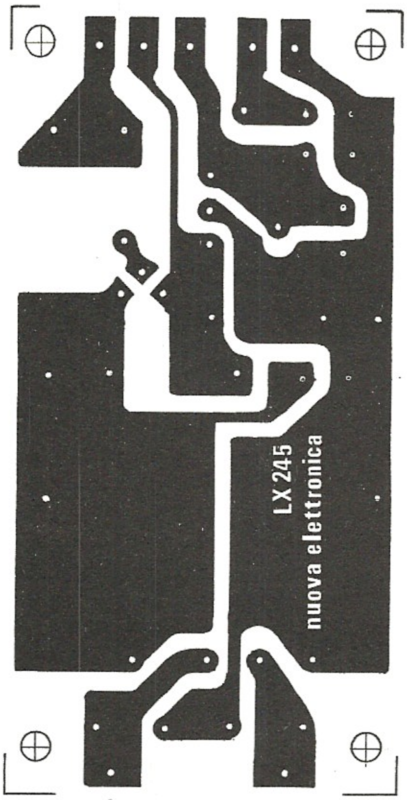


Fig. 5 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato necessario per tale realizzazione.

trasmettitore sono sufficienti 100-150 mA (tenendo presente che questa tensione viene sfruttata anche per alimentare qualche diodo led) abbiamo volutamente limitato la corrente massima a circa 1 ampère.

Il motivo per cui è stato scelto questo schema « sprecando », se così si può affermare, un darlington (il TR1 di tipo TIP.117) è da ricercarsi nel fatto che abbiamo voluto pensare al futuro dal momento che questa tensione potrà essere sfruttata un domani per alimentare anche eventuali stadi miscelatori di BF, preamplificatori, ecc.

Come ponte raddrizzatore (RS2) per questa sezione si potrà utilizzare un B40C2200.

Il funzionamento è analogo a quanto già visto nello stadio precedente con l'unica eccezione che questa volta l'integrato IC2 è un uA.7812 anziché un uA.7818.

Anche in questo caso l'integrato IC1 serve essenzialmente per ottenere la tensione voluta in uscita, il darlington TR1 per erogare la corrente richiesta ed il transistor TR2 costituisce ancora lo stadio limitatore di corrente per proteggere l'alimentatore contro i cortocircuiti.

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione pratica di questi due alimentatori riteniamo non abbia bisogno di particolari descrizioni risultando la stessa pressoché elementare.

Il circuito stampato necessario per ricevere i componenti dell'alimentatore da 18 volt 3 ampère porta la sigla LX245 ed è visibile a grandezza naturale in fig. 5, mentre quello necessario per il secondo alimentatore (da 18 volt 0,5 ampère e 12 volt 1,5 ampère) porta la sigla LX244 ed è visibile anch'esso a grandezza naturale in fig. 6.

In fig. 3 troviamo poi i disegni relativi alla disposizione dei terminali degli integrati stabilizzatori uA.7818 e uA.7812 nonché del darlington TIP.117 i quali ci saranno molto utili per inserire in maniera corretta questi componenti sullo stampato.

Infine nella fig. 4 e 7 troviamo il disegno pratico relativo rispettivamente al telaio LX244 e LX245.

Occorre ricordare che i darlington TIP.117 vanno montati sopra ad un'aletta di raffreddamento

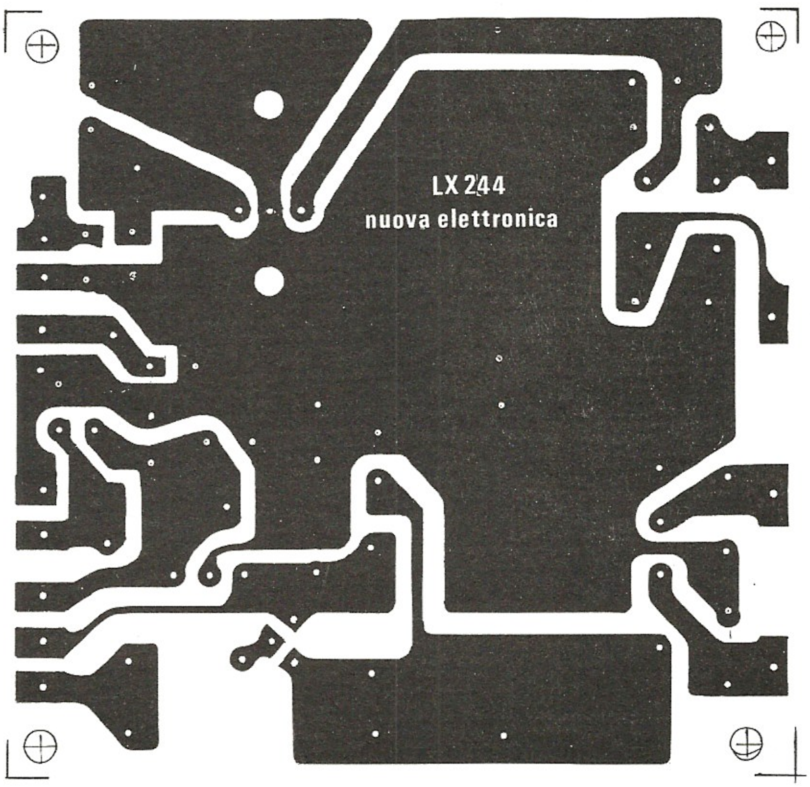


Fig. 6 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato necessario per ricevere i componenti del doppio alimentatore da 12 a 18 volt che servirà per alimentare i telai LX.239 e LX.240.

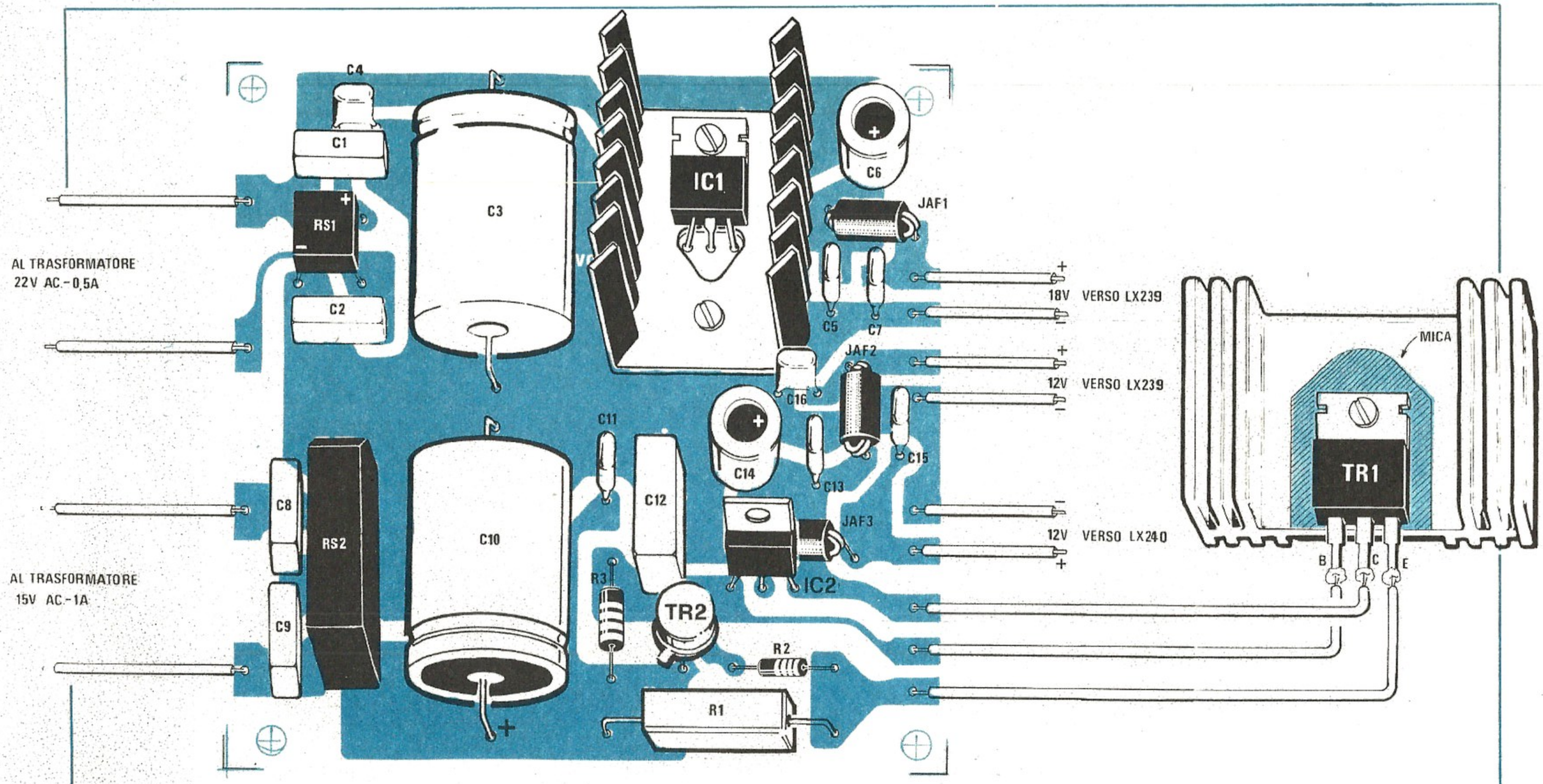


Fig. 7 Schema pratico di montaggio del doppio alimentatore. Nel collegare i secondari del trasformatore di alimentazione al circuito stampato cercate di non invertirli, cioè applicate il secondario che eroga 22 volt alternati su RS1 e quello che eroga i 15 volt alternati su RS2.

di dimensioni opportune isolandoli con una mica in quanto questi si surriscaldano notevolmente (soprattutto quello dell'alimentatore a 18 volt 3 ampère) durante il funzionamento quindi bisogna consentir loro di dissipare il calore generato.

Quando collegherete le uscite di questi alimentatori al trasmettitore ricordatevi di utilizzare sempre due fili: uno per la tensione positiva ed uno per quella negativa.

Infatti anche se in pratica le masse dei due telai del trasmettitore risultano già collegate elettricamente fra di loro dalle calze metalliche dei cavi coassiali, è sempre consigliabile portare la « massa » al telaio interessato partendo direttamente dal'alimentatore.

Quindi per alimentare il telaio prepilota e pilota ed il lineare di potenza utilizzate due fili, **uno per la massa** che collegheremo al metallo del mobile ed **uno per il « positivo »** che collegheremo al + del circuito stampato onde alimentare i collettori dei transistor.

Tali fili dovranno avere un diametro minimo di 1,3 mm (diametro del filo di rame nudo) in quanto su di essi dovranno scorrere più di 1,5 ampère. Utilizzando fili di diametro più sottile, il trasmettitore non verrà più alimentato esattamente con i 18 volt richiesti a causa della caduta di tensione introdotta dai fili stessi.

Infatti, anche se normalmente si ritiene che un filo di rame abbia una resistenza nulla, in realtà 1 metro di cavo da 1,3 mm di diametro presenta una resistenza di circa 0,014 ohm, un valore insignificante è vero, però, se noi utilizzassimo un filo a sezione inferiore si farebbe presto ad ottenere una caduta di mezzo volt e anche più.

Un altro errore in cui molti incorrono è quello di utilizzare per il positivo di alimentazione un filo di diametro adeguato alla corrente richiesta e di trascurare invece quello di massa.

È ovvio che se utilizziamo per la massa un filo più sottile del necessario si avranno delle cadute di tensione elevate.

Tale errore si effettua quasi sempre involontariamente constatando, come nel nostro caso, che il telaio del pilota e del lineare risultano elettricamente in contatto fra di loro.

Purtroppo il collegamento di massa fra i due telai avviene quasi sempre tramite la calza metallica di un cavo schermato che non sempre può essere in grado di far scorrere correnti elevate.

È proprio per questo che noi consigliamo in ogni caso di utilizzare due fili (quello di massa e quello del positivo) per ogni telaio.

Per le due tensioni dei 12 e dei 18 volt erogate dall'alimentatore LX244 si potranno infine utilizzare dei fili di rame del diametro di 0,75 mm poiché in questo caso le correnti in gioco risultano più basse. Ci raccomandiamo inoltre, quando collegherete i due secondari del trasformatore al circuito stampato LX244, di non confondere il secondario a 20-22 volt con quello a 15 volt poiché in questo caso si riuscirebbero a rilevare egualmente in uscita le tensioni dei 12 e dei 18 volt però l'integrato IC2 (vedi schema elettrico di fig. 2) riscalderebbe eccessivamente ed anche se il trasmettitore riuscirà ugualmente a funzionare, sulla portante sarà presente un residuo di alternata che si rivelerà in audizione. Quindi per evitare questo inconveniente controllate con un tester la tensione presente su ciascuno dei due secondari prima di collegarli al circuito stampato.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX245 . .	L. 2.900
Tutto il materiale occorrente per la realizzazione dell'alimentatore a 18 volt 3-5, ampère cioè circuito stampato LX245, resistenze, condensatori, impedenza, ponte raddrizzatore, integrato, transistor, aletta di raffreddamento e mica	L. 18.700
Un trasformatore da 80-100 watt con secondario da 20-22 volt 3 ampère (n. 52)	L. 20.000
Il solo circuito stampato LX244 . .	L. 4.800
Tutto il materiale occorrente per l'alimentatore a 18 + 12 volt, cioè circuito stampato LX244, resistenze, condensatori, ponti raddrizzatori, impedenze, transistor, integrati, alette di raffreddamento e mica	L. 28.500
Un trasformatore da 50 watt con secondari da 20-22 volt 0,8 ampère e 15 volt 1,5 ampère (n. 53) . . .	L. 17.700
Un mobile metallico per i due alimentatori	L. 42.500

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

20 watt Hi-Fi in CLASSE 'A'



con i MOSFET di POTENZA

I raffinati dell'alta fedeltà sono concordi nell'affermare (noi però non condividiamo questa tesi) che tutti gli amplificatori a transistor, anche quelli più costosi con bassissima distorsione e larga banda passante, sono imperfetti.

Infatti trovano che ognuno di questi manca di « timbrica » o di « warm sound » cioè non hanno quel bel suono pastoso e caldo che invece la valvola termoionica fornisce.

Per questo, i raffinati Hi-Fi cercano ora solo ed esclusivamente degli amplificatori in classe A perché affermano, e qui in effetti non hanno torto, che gli amplificatori in classe B presentano una notevole distorsione di crossover e spesso introducono anche distorsione di fase.

Come è noto la differenza di funzionamento fra un amplificatore in « classe A » ed uno in « classe B » consiste nel diverso punto di lavoro scelto sulla retta di carico del transistor.

In classe A (vedi fig. 1) il transistor viene polarizzato in modo che il punto di lavoro si trovi al centro della retta di carico cosicché, anche in assenza di segnale, il transistor assorbe ugualmente corrente, però si ha il vantaggio che il transistor stesso amplifica **tutto il segnale di bassa frequenza** presente sulla sua base.

Se l'amplificatore ha un finale in push-pull, la corrente totale assorbita dal circuito rimane costante nel tempo in quanto se aumenta la corrente assorbita da un transistor diminuisce quella assorbita dall'altro e viceversa.

In classe B invece (vedi fig. 2) il punto di lavoro si trova spostato verso un estremo della retta di carico, cosicché il transistor in assenza di segnale assorbe un minimo di corrente mentre in corrispondenza della semionda positiva (o di quella negativa per i PNP) l'assorbimento aumenta notevolmente.

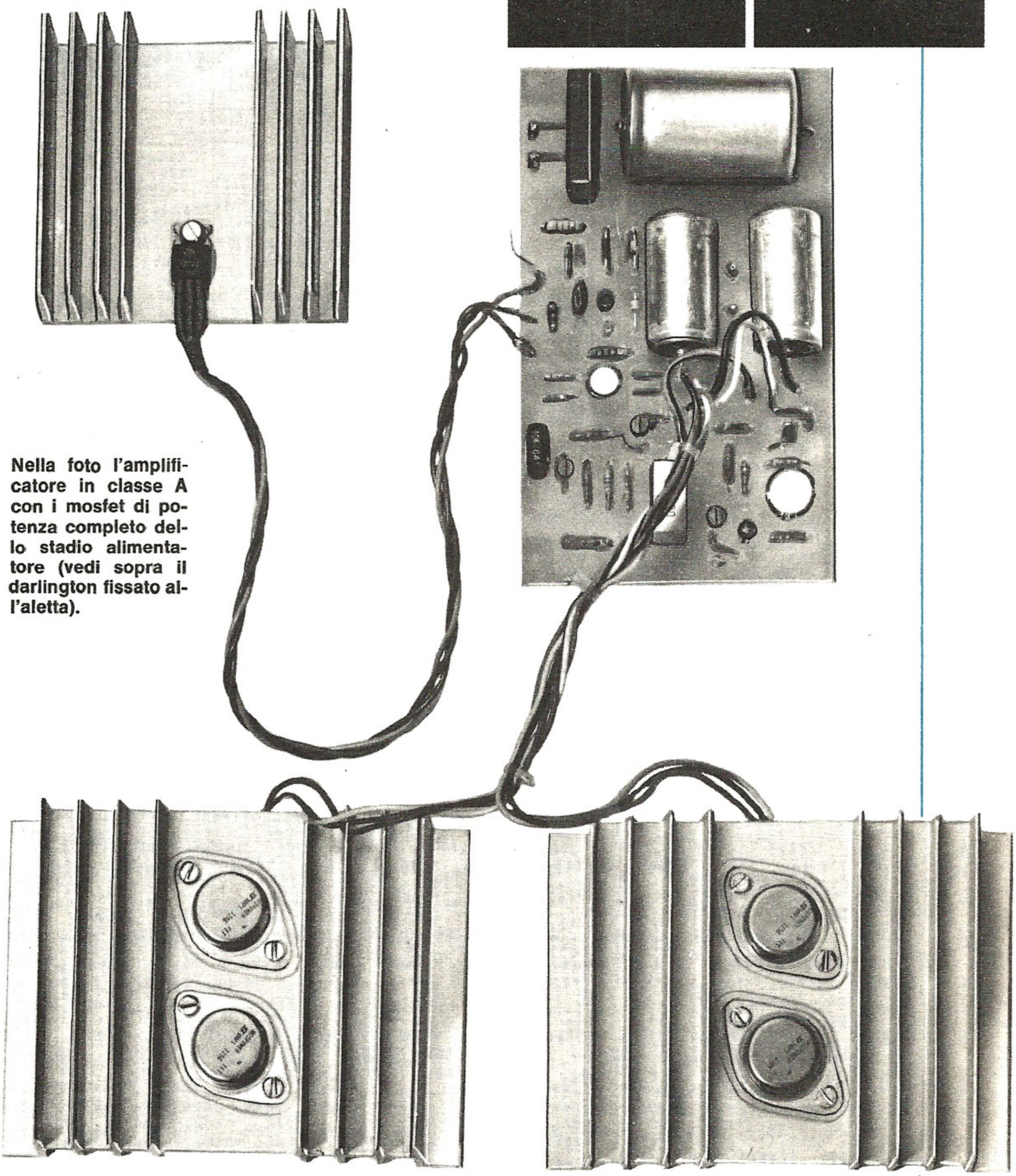








Se volete assaporare una vera alta fedeltà, cioè un suono caldo e pastoso, realizzate questo amplificatore in classe A che impiega come finali dei mosfet di potenza.



Nella foto l'amplificatore in classe A con i mosfet di potenza completo dello stadio alimentatore (vedi sopra il darlington fissato all'aletta).

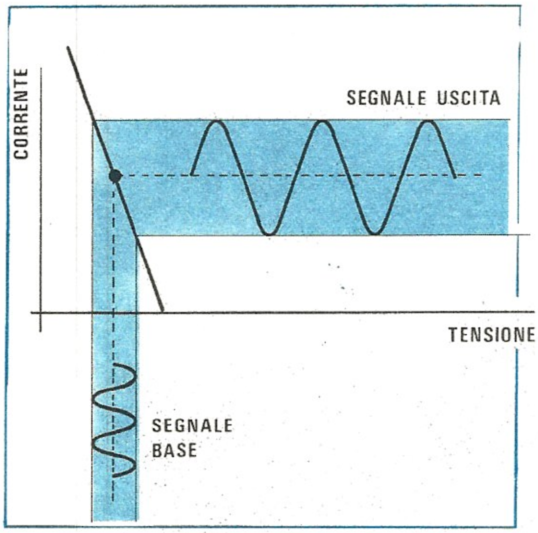


Fig. 1 In classe A i transistor sono polarizzati in modo che il punto di lavoro si trovi al centro della retta di carico. In questo modo il transistor amplifica sia le semionde negative che quelle positive quindi si elimina la distorsione di cross-over. A differenza del classe B un tale amplificatore assorbe corrente anche in assenza di segnale.

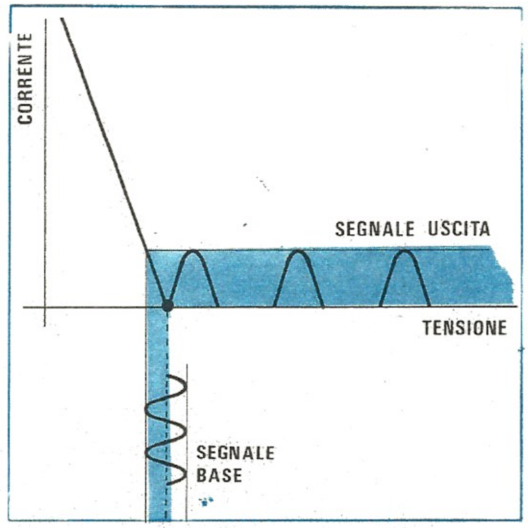


Fig. 2 In classe B i transistor sono polarizzati in modo che il punto di lavoro si trovi ad un estremo della retta di carico. In questo modo il transistor amplifica solo le semionde positive se è un NPN oppure solo le negative se è un PNP. In assenza di segnale, in classe B, l'assorbimento è quasi nullo ed aumenta poi considerevolmente quando il segnale giunge alla base del transistor.

Lo svantaggio del classe B consiste nel fatto che il segnale viene amplificato solo per metà semionda da ciascun transistor, pertanto è sempre necessario utilizzare almeno due transistor: uno che amplifichi le semionde positive e l'altro le semionde negative.

Ne consegue che sul segnale disponibile in uscita da un amplificatore in classe B può essere presente una « distorsione di cross-over » (fig. 3) dovuta al fatto che quando si passa dalla semionda positiva a quella negativa e viceversa può esserci un brevissimo intervallo di tempo in cui nessuno dei due transistor conduce.

Nel classe A questo non avviene poiché, come abbiamo già accennato, ciascun transistor o mosfet amplifica totalmente, sia la semionda negativa che quella positiva.

Inoltre in classe B è necessario una rete di controreazione e questo può effettivamente dar luogo ad una « distorsione di fase ».

Ecco il motivo per cui i « raffinati » dell'alta fedeltà, dopo aver osannato i prestigiosi amplificatori a transistor in classe B, per l'elevata potenza che gli stessi potevano fornire, ora si orientano tutti sugli amplificatori di potenza media, però che funzionino **solo ed esclusivamente in classe A.**

Proprio per soddisfare tale tendenza, abbiamo voluto realizzare un amplificatore Hi-Fi in classe A utilizzando come finali dei MOSFET di POTENZA i quali, come ormai saprete, hanno un ulteriore pregio, quello cioè di fornire un « suono » caldo e pastoso come lo si trova solo ed esclusivamente negli amplificatori a valvola.

La potenza di 20 watt in classe A è da considerarsi più che sufficiente per un impianto Hi-Fi per uso domestico, comunque possiamo anticiparvi che proprio per il fatto che questi mosfet richiedono una potenza di pilotaggio bassissima, è possibile collegarne in parallelo, anziché due, anche tre o quattro senza alcun accorgimento, quindi aumentare proporzionalmente la potenza in uscita.

A differenza dei transistor, il mosfet ha un coefficiente di temperatura positivo, per cui più si scalda più aumenta la propria resistenza, quindi diminuisce la corrente di drain (con i transistor invece più si scaldano più aumenta la corrente di collettore).

Questa caratteristica ci permette di collegare in parallelo più mosfet, anche se questi non risultano perfettamente selezionati (cosa che non è possibile con i transistor) in quanto essi si autocompensano.

In altre parole, se uno dei mosfet assorbe più dell'altro, questo inizialmente si riscalderà in misura maggiore e di conseguenza aumenterà la sua resistenza interna fino ad equilibrarsi con il secondo mosfet collegato in parallelo ad esso.

Prima di passare alla descrizione dello schema elettrico vogliamo qui indicarvi le caratteristiche principali di questo amplificatore:

Tensione di lavoro	**56 volt**
Corrente assorbita per la max potenza	**0,6-0,9 A**
Potenza massima ottenibile	**20-22 watt**
Impedenza altoparlante	**4 o 8 ohm**
Distorsione di cross-over	**nulla**
Distorsione armonica	**0,03%**
Campo di frequenza + = 1 dB	**8 Hz ÷ 60 KHz**
Massimo segnale in ingresso	**0,7 volt**
Impedenza d'ingresso	**100.000 ohm**

SCHEMA ELETTRICO

Come vedesi in fig. 5, siamo riusciti a realizzare un circuito molto semplice, adottando soluzioni di avanguardia.

Il segnale di BF proveniente da un qualsiasi preamplificatore con un'ampiezza di circa 2 volt picco-picco, applicato alle boccole d'entrata, giungerà passando attraverso R1-C1 sulla base del transistor TR1 (un npn tipo BC174B) il quale insieme a TR2 (un secondo BC174B) costituisce un « amplificatore differenziale ».

Gli emettitori di questi due transistor su cui troviamo applicate le resistenze R4 e R7, si congiungono a massa tramite il condensatore C2 ed un diodo particolare siglato DZC1 il quale non è altro che un diodo stabilizzatore a corrente costante di tipo E.507.

Anche se allesterno questo componente si presenta come un normale transistor, internamente esso si compone di un minuscolo fet collegato (vedi fig. 10) in modo da ottenere un generatore di corrente costante.

In altre parole la corrente che attraversa questo « diodo » risulta essere costantemente di 2 milliamper, anche se ai suoi capi la tensione varia da un minimo di 3 ad un massimo di 50 volt e questa caratteristica consente di ottenere una perfetta linearità dell'amplificatore differenziale costituito da TR1 e TR2.

Su entrambi i collettori di questi due transistor noi potremo quindi prelevare il segnale applicato in ingresso già amplificato in tensione però in opposizione di fase l'uno rispetto all'altro.

I successivi stadi composti dai transistor TR3 e TR4 (due pnp di tipo BC.256B) non amplificano il segnale di tensione, bensì servono per erogare una corrente proporzionale alla tensione applicata sulla base e nello stesso tempo indipendente dalla tensione presente sul collettore.

Tale corrente, attraversando le resistenze R12 (per TR3) e R13 (per TR4), entrambi da 2.700 ohm, provoca su di esse una caduta di tensione proporzionale alla corrente stessa e poiché queste resistenze sono applicate praticamente fra il gate e il source dei mosfet, questi ultimi verranno pilotati da tale tensione.

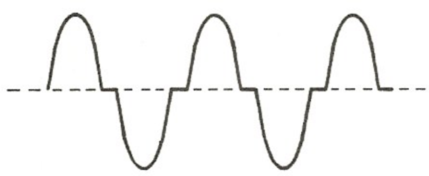


Fig. 3 In classe B, quando si passa dalla semionda negativa a quella positiva o viceversa può esserci un brevissimo intervallo di tempo in cui nessuno dei due transistor conduce, cioè si può avere una distorsione di cross-over, come vedesi in disegno.

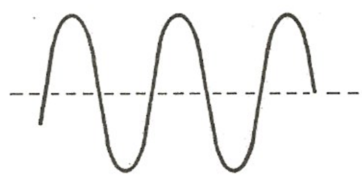
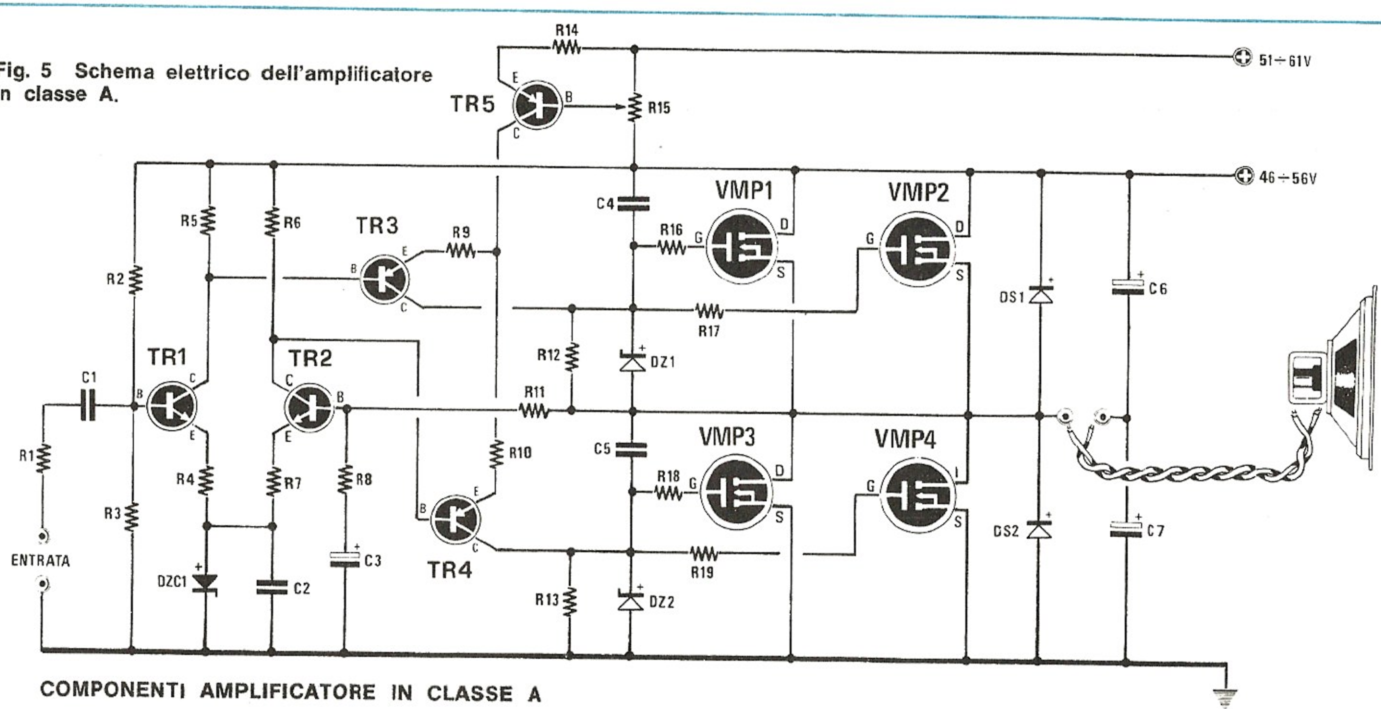


Fig. 4 In classe A, amplificando lo stesso transistor sia la semionda negativa che quella positiva, non si verifica mai l'inconveniente che può presentarsi in classe B, quindi l'onda amplificata risulta perfetta.

Fig. 5 Schema elettrico dell'amplificatore in classe A.



COMPONENTI AMPLIFICATORE IN CLASSE A

R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 220.000 ohm 1/4 watt
R3 = 220.000 ohm 1/4 watt
R4 = 18 ohm 1/4 watt
R5 = 2.200 ohm 1/4 watt
R6 = 2.200 ohm 1/4 watt
R7 = 18 ohm 1/4 watt
R8 = 4.700 ohm 1/4 watt
R9 = 150 ohm 1/4 watt
R10 = 150 ohm 1/4 watt
R11 = 100.000 ohm 1/4 watt
R12-R13 = 2.700 ohm 1/4 watt
R14 = 680 ohm 1/4
R15 = 10.000 ohm trimmer
R16 = 1.500 ohm 1/2 watt
R17 = 1.500 ohm 1/2 watt
R18 = 1.500 ohm 1/2 watt
R19 = 1.500 ohm 1/2 watt
R20 = 22.000 ohm 1/2 watt
R21 = 33 ohm 1/4 watt
R22 = 820 ohm 1/4 watt
C1 = 1 mF poliestere
C2 = 100 pF a disco
C3 = 100 mF elettrolitico 50 volt
C4 = 22 pF a disco
C5 = 22 pF a disco
C6 = 1.000 mF elettrolitico 40 volt
C7 = 1.000 mF elettrolitico 40 volt
C8 = 1.000 mF elettrolitico 100 volt
C9 = 220 mF elettrolitico 16 volt
RS1 = ponte raddrizzatore tipo B80-C5000
DS1 = diodo al silicio tipo 1N4007
DS2 = diodo al silicio tipo 1N4007
DS3 = diodo al silicio tipo 1N4148
DS4 = diodo al silicio tipo 1N4148
DZ1 = diodo zenere 9,1 volt 1 watt
DZ2 = diodo zener 9,1 volt 1 watt
DZ3 = diodo zener 24 volt 1 watt
DZ4 = diodo zener 24 volt 1 watt
DZ5 = diodo zener 10 volt 1 watt
DZ6 = diodo zener 5,1 volt 1 watt
TR1 = transistor NPN tipo BC174 B
TR2 = transistor NPN tipo BC174 B
TR3 = transistor NPN tipo BC256 B
TR4 = transistor PNP tipo BC256 B
TR5 = transistor PNP tipo BC256 B
TR6 = transistor PNP tipo BD140
TR7 = transistor darlington TIP142
DZC1 = stabilizzatore di corrente E507
DZC2 = stabilizzatore di corrente E507
VMP1-VMP2-VMP3-VMP4 = mosfet di potenza

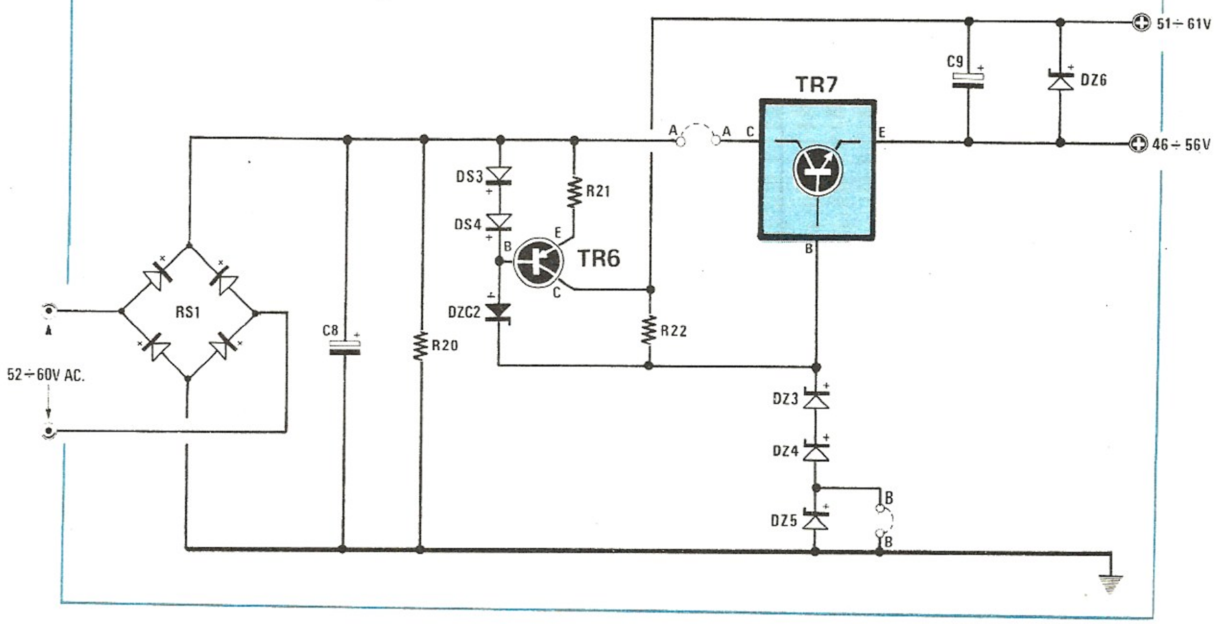


Fig. 6 Schema elettrico dell'alimentatore. Per i componenti vedi la fig. 5.

Il vantaggio che si ottiene adottando tale circuito è evidente: i mosfet infatti sono lineari rispetto alla tensione applicata tra « gate-source » però nel nostro circuito, mentre VMP3 e VMP4 presentano il source collegato alla « massa », il source di VMP1 e VMP2 risulta collegato ad un estremo dell'altoparlante, cioè ad una tensione variavile, quindi se la corrente erogata da TR3 non fosse indipendente da questa tensione, avremmo senz'altro delle distorsioni sul segnale in uscita.

Ovviamente per avere la massima simmetria sulle due coppie VMP1-VMP2 e VMP3-VMP4 è necessario che la somma algebrica delle correnti erogate dai due transistor TR3 e TR4 sia perfettamente costante, e per ottenere tale condizione è necessaria la presenza di un ulteriore transistor indicato nello schema elettrico con la sigla TR5 (un pnp di tipo BC256B).

La base di questo transistor è collegata al cursore del trimmer R15 da 10.000 ohm regolando il quale come spiegheremo più innanzi, potremo determinare il valore della corrente richiesta per il perfetto funzionamento di tutto il circuito.

Come noterete, il transistor TR5 viene alimentato con una tensione positiva superiore a quella utilizzata per l'amplificatore (61 volt contro i 56 volt dell'amplificatore oppure 51 volt se si alimenta l'amplificatore ad una tensione di 46 volt) in modo da ottenere una maggior dinamica per la coppia di transistor TR3-TR4.

I diodi zener DZ1 e DZ2 (entrambi da 9,1 volt) che troviamo applicati in parallelo alle resistenze R12-R13, cioè in pratica collegati tra gate e source dei mosfet di potenza, servono come « protezione » per i mosfet stessi in modo da impedire che sui gate possa giungere un segnale di pilotaggio superiore a 9,1 volt.

Le resistenze R16-R17 e R18-R19 che troviamo applicate in serie ai gate di ogni mosfet (sono resistenze da 1.500 ohm) insieme alla capacità gate-source costituiscono un filtro « passa-basso » utile per prevenire autooscillazioni su altissime frequenze.

Il lettore non ritenga un errore il fatto che le due resistenze R2-R3 che polarizzano la base del transistor TR1 risultino entrambe da 220.000 ohm.

Tali resistenze infatti servono per determinare il punto di riposo della coppia differenziale in ingresso esattamente a metà tensione di alimentazione, pertanto è necessario che questi due valori siano il più possibile identici.

Quindi, prima di stagnare sul circuito stampato queste due resistenze, controllatele attentamente con un ohmetro poiché a causa della tolleranza da cui sono affette, è possibile che una resistenza il cui codice ci indica un valore di 220.000 ohm, in pratica risulti da 190.000 oppure da 240.000 ohm.

Se noi utilizzassimo per R2 una resistenza da 195.000 ohm e per R3 una da 240.000 è logico

che sulla base di TR1 non ritroveremmo mai **metà** tensione di alimentazione, bensì un valore molto lontano da quanto richiesto.

Ne discende che per R2-R3 dovremo scegliere due valori perfettamente uguali, non importa se da 220.000 ohm, 240.000 ohm o 200.000 ohm, l'importante è che tutte e due presentino lo stesso identico valore ohmico.

Ottenendo tale condizione (cioè metà tensione di alimentazione sulla base di TR1) avremo la certezza che le due coppie di mosfet VMP1-VMP2 e VMP3-VMP4 risultano alimentate entrambe a metà tensione di alimentazione, quindi avremo certamente una perfetta simmetria, di tutto lo stadio amplificatore.

Infatti la stessa tensione presente sulla base di TR1, la si ritrova sulla base di TR2, ed essendo la base di questo transistor collegata, tramite la resistenza R11, alla linea « centrale » a cui fa capo l'altoparlante, è ovvio che se vogliamo ottenere la massima potenza con la minima distorsione, è bene rispettare questa « norma ».

Questo accorgimento, come si può intuire, è dovuto al fatto che si impiega per alimentare l'amplificatore un'unica tensione di alimentazione, diversamente sarebbe stato necessario realizzare un alimentatore con 0 centrale ed in tal caso è intuitivo che il braccio che avrebbe dovuto alimentare VMP1-VMP2 avrebbe dovuto erogare 28 volt positivi mentre per VMP3-VMP4 28 volt negativi.

La resistenza R8 ed il condensatore C3 (che troviamo applicati sulla base di TR2) determinano l'amplificazione totale in tensione del circuito, quindi la sensibilità dell'amplificatore.

Con i valori da noi adottati (R8 da 4.700 ohm e C3 da 100 microfarad) si raggiunge la massima potenza per una tensione in ingresso di circa 0,7 volt efficaci, vale a dire di circa 2 volt piccopicco.

Il lettore potrà trovare un po' strano il collegamento dell'altoparlante, in quanto normalmente si preferisce applicare fra l'uscita ed un estremo dell'altoparlante un elettrolitico di forte capacità, poi collegare l'altro capo dell'altoparlante a massa.

La soluzione da noi adottata ci offre però il vantaggio di un maggior livellamento della corrente assorbita.

I due condensatori C6 e C7 da 1.000 mF cadauno, si comportano in pratica come un condensatore da 2.000 mF per il segnale di BF e come un elettrolitico da 500 mF per la tensione di alimentazione.

Poiché tutti gli stadi dell'amplificatore, da quelli d'ingresso a quelli finali, lavorano in classe A l'assorbimento di corrente a « riposo » è abbastanza elevato (0,5-0,6 ampère se si impiega una cassa acustica da 8 ohm e circa 0,8-0,9 ampère se si impiega una cassa acustica da 4 ohm) e proprio per questo i mosfet di potenza dovranno essere dotati di alette sovradimensionate.

È interessante far presente che la dissipazione in calore dei « finali » è maggiore in assenza di segnale che quando essi lavorano a piena potenza, poiché in quest'ultimo caso, parte della potenza assorbita viene trasferita sull'altoparlante.

Visto che abbiamo accennato al fatto che nel nostro amplificatore è possibile utilizzare indifferentemente casse acustiche da 8 e 4 ohm, dobbiamo anche precisare perché nello schema elettrico sono state indicate due tensioni di alimentazione:
51-61 volt per TR5 e 46-56 volt per l'amplificatore.

Normalmente, se si impiega un altoparlante o cassa acustica da **8 ohm**, si consiglia di utilizzare una tensione più elevata, cioè **61 volt** per TR5 e **56 volt** per l'amplificatore.

Se invece vorremo applicare all'amplificatore un altoparlante o cassa acustica da **4 ohm**, allora è bene scendere di tensione ed alimentare TR5 a **51 volt** e l'amplificatore a **46 volt**.

Come spiegheremo, questa variazione di tensione risulterà facilissima da ottenere con l'alimentatore da noi consigliato per questo amplificatore.

LO STADIO ALIMENTATORE

Questo amplificatore richiede un appropriato alimentatore il cui schema risulta visibile in fig. 6.

Come si potrà notare il circuito è composto da un darlington tipo TIP.142 in grado di fornire tutta la corrente richiesta dall'amplificatore anche in considerazione del fatto che lavorando l'amplificatore in classe A la corrente assorbita è costante nel tempo.

Per ottenere in uscita la tensione di 56 volt, è necessario applicare in serie sulla base del darlington tre diodi zener da 1 watt (due da 24 volt più il DZ3 da 10 volt che in totale formano uno zener da 24+24+10 = 58 volt) cosicché, considerando la caduta base-emettitore del darlington pari a circa 1,5-2 volt, in uscita avremo i 56 volt richiesti.

Tale tensione, come abbiamo accennato, servirà per alimentare l'amplificatore nel caso si im-

pieghi come carico d'uscita un altoparlante o cassa acustica da 8 ohm.

Se invece impiegassimo un altoparlante o cassa acustica da 4 ohm, tale tensione andrebbe ridotta a 46 volt, cosa che si può ottenere molto facilmente **cortocircuitando** il diodo **zener DZ3** da 10 volt.

Così facendo otterremo sulla base del darlington 24 + 24 = 48 volt ed in uscita all'incirca i 46 volt richiesti.

Per ottenere la massima stabilità della tensione d'uscita, gli zener che polarizzano a tensione fissa la base del darlington, non vengono alimentati, come al solito, tramite una comune resistenza, bensì attraverso un diodo stabilizzatore di corrente indicato nello schema con la sigla DZC2 (il solito E.507).

I 5,1 volt ottenuti mediante il diodo zener DZ6, addizionati alla tensione presente in uscita dal darlington ci permetteranno di raggiungere i 61 volt (56 + 5,1 = 61,1) oppure i 51 volt (46 + 5,1 = 51,1) necessari per alimentare il transistor TR5 dell'amplificatore.

Dobbiamo anticipare che il darlington TIP142 scalda notevolmente, quindi l'aletta di raffreddamento ad esso destinata non dovrà risultare microscopica.

Proprio per limitare eccessivi surriscaldamenti di tale darlington, se si impiega l'amplificatore con un altoparlante da 4 ohm, consigliamo di ridurre la tensione sul secondario del trasformatore di alimentazione.

In pratica, per altoparlanti da 8 ohm, dovremo utilizzare un trasformatore con secondario da 58-60 volt 1 ampère, perciò un trasformatore con nucleo da 70 watt circa. Per altoparlante da 4 ohm, invece, è bene che il secondario eroghi 50-53 volt 1 ampère ed anche in questo caso il nucleo potrà risultare da 70 watt.

Il trasformatore n. 54 che noi abbiamo fatto avvolgere appositamente, dispone di un solo secondario, però il primario dispone di due entrate, in modo che collegando sull'una o sull'altra la tensione dei 220 volt, si ottenga sul secondario la tensione più adatta.

Chi volesse realizzare un amplificatore stereo è invece necessario che utilizzi un trasformatore analogo (porta il n. 56) però di potenza maggiore (infatti questo secondo trasformatore dispone di un nucleo da 150 watt).

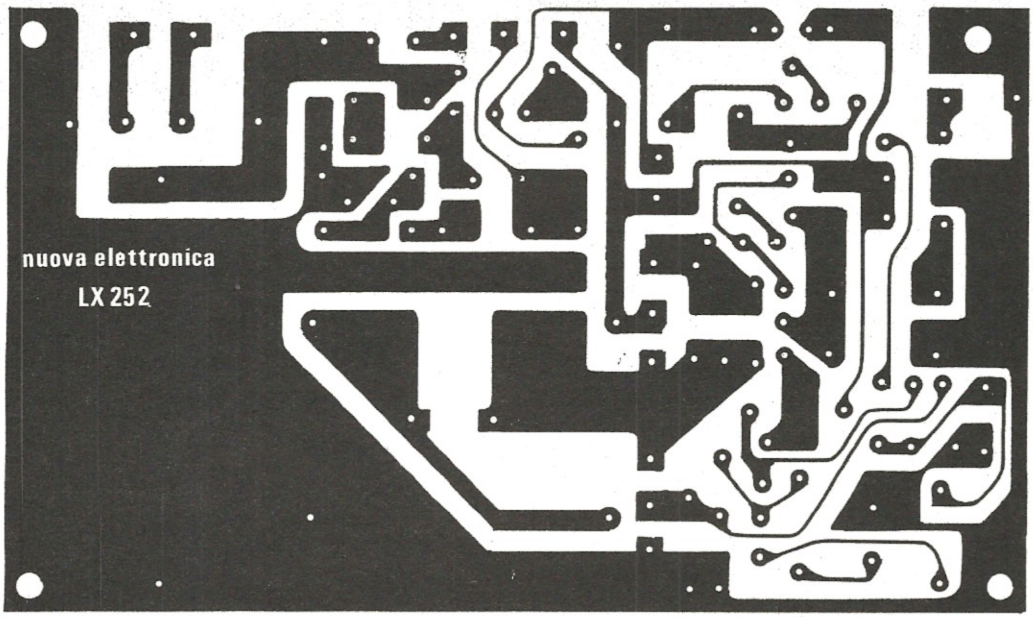


Fig. 7 Nel circuito stampato, qui visibile a grandezza naturale trova posto, oltre all'amplificatore, tutto lo stadio alimentatore.

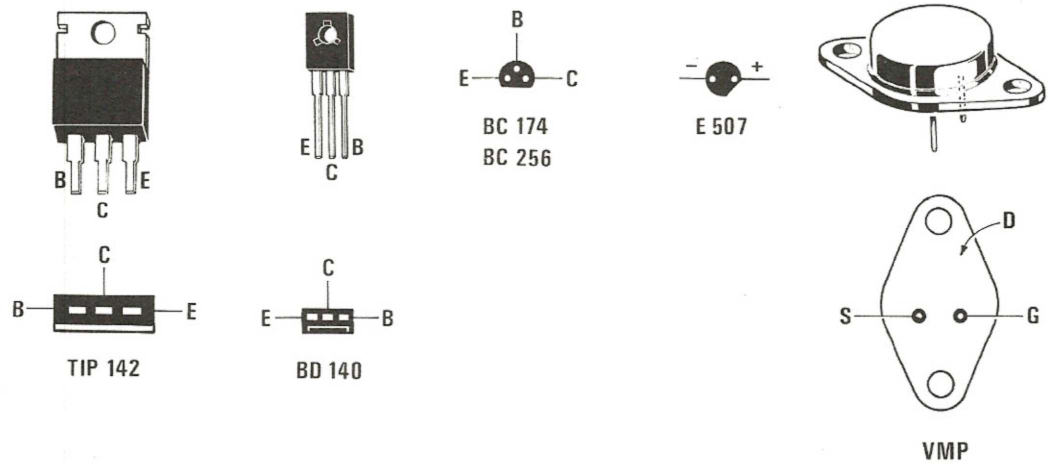


Fig. 8 Connessioni dei transistor, darlington, mosfet di potenza e dello speciale diodo zener di corrente visti da sotto.

REALIZZAZIONE PRATICA

Sul circuito stampato LX252 troverà posto tutto l'amplificatore compreso lo stadio alimentatore. È ovvio che i MOS-FET e il darlington dell'alimentatore dovranno necessariamente essere collocati a parte, in quanto questi abbisognano di tre alette di raffreddamento idonee a dissipare il calore generato.

Il montaggio dei componenti sul circuito stampato non presenta alcun problema: già il disegno serigrafico che troverete inciso dal lato componenti sul circuito stesso Vi agevolerà nel vostro compito; inoltre in fig. 9 troverete il disegno prospettico del montaggio totale. Quello a cui dovrete porre una certa attenzione sono i diodi zener ed i regolatori di corrente cioè gli E.507.

Per i primi, abbiamo constatato che molti lettori, oltre a confondere il terminale positivo con il negativo, non riescono ad individuare, in presenza di più diodi zener, qual è quello da 10 volt oppure quello da 9,1 volt o da 24 volt, e per questo possiamo anche comprenderli, poiché se esistono case che utilizzano sigle tipo ZPD10 oppure ZPD5,1 che hanno un chiaro riferimento con la tensione, altre case utilizzano sigle strane, impossibili da capire se non si possiede un manuale.

In presenza di questi zener, prima di inserirli, provateli con una resistenza in serie ed un alimentatore per vedere qual è l'effettiva tensione di lavoro: così facendo riuscirete anche ad individuare il terminale « positivo ».

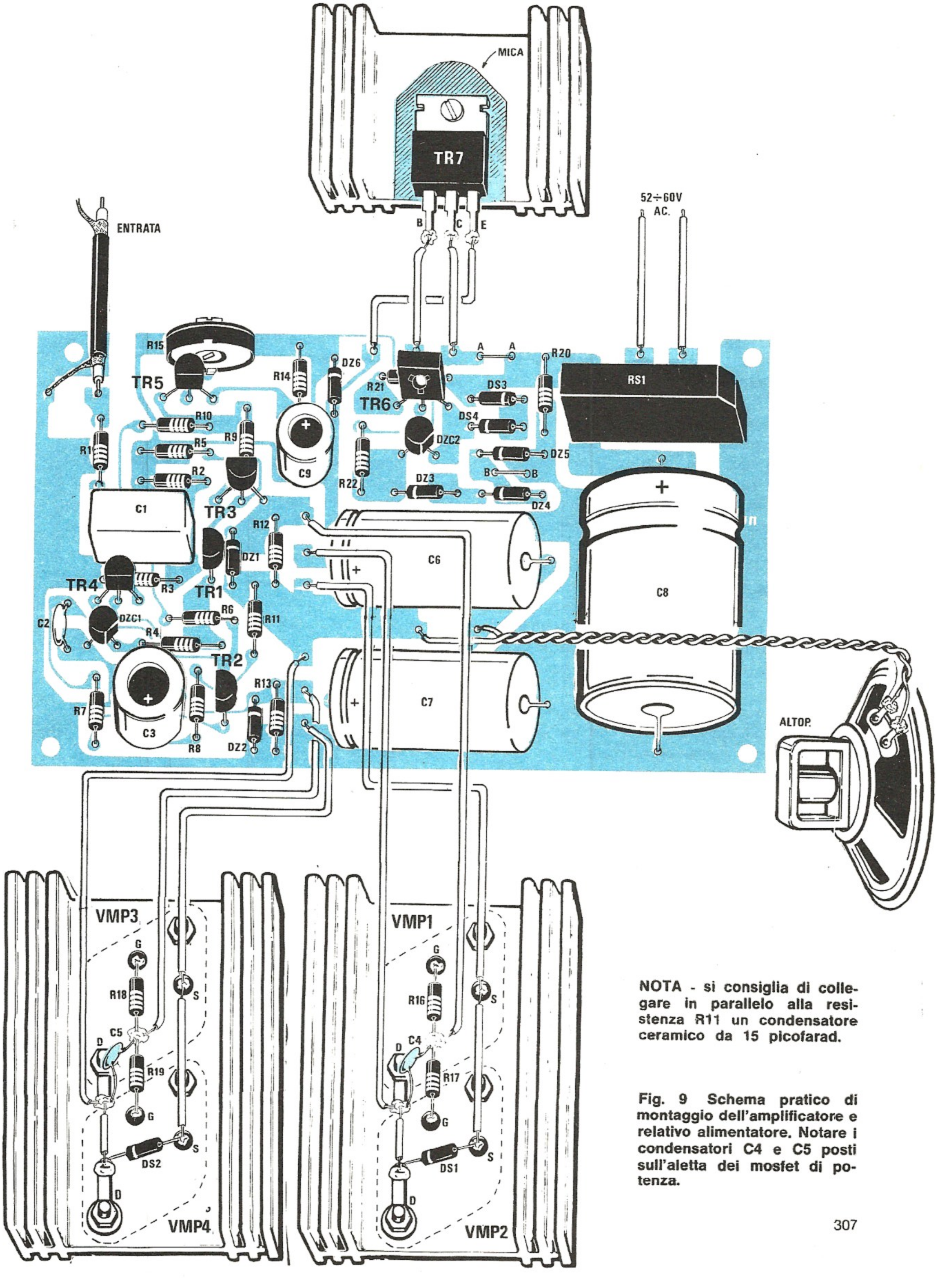
Per quanto riguarda i diodi stabilizzatori in corrente DZC, cioè gli E.507, questi si presentano all'incirca come un transistor in plastica, soltanto che anziché tre terminali ne hanno due soli.

Il terminale « positivo » come vedesi in fig. 8, è quello posto vicino alla smussatura del corpo cilindrico.

Sul circuito stampato, troverete due ponticelli: uno indicato con le lettere AA (posto vicino a DS3) e l'altro indicato con le lettere BB (posto tra i due diodi zener DZ5 e DZ4).

Il primo (cioè AA) servirà per applicarvi in fase di taratura, un milliamperometro o tester per poter controllare la corrente di riposo (che regoleremo agendo su R15) dopodiché i due punti AA andranno collegati tra di loro con un piccolo spezzone di filo nudo. Il secondo ponticello BB, andrà effettuato soltanto se si impiega in uscita un altoparlante da 4 ohm, in quanto esso serve unicamente a cortocircuitare il diodo zener DZ5 in modo da ottenere in uscita dell'alimentatore 46 volt anziché 56. Pertanto, se impiegherete altoparlanti o casse acustiche da 8 ohm, **tale ponticello non andrà effettuato.**

Montati tutti i componenti sul circuito stampato, potremo passare ad occuparci del darlington TR7 e dei MOS-FET.



NOTA - si consiglia di collegare in parallelo alla resistenza R11 un condensatore ceramico da 15 picofarad.

Fig. 9 Schema pratico di montaggio dell'amplificatore e relativo alimentatore. Notare i condensatori C4 e C5 posti sull'aletta dei mosfet di potenza.

Precisiamo che per questi componenti risultano necessarie tre alette di raffreddamento, di identiche dimensioni, in quanto se utilizziamo un'aletta troppo piccola il darlington non riesce a raffreddarsi a sufficienza.

Il darlington stesso andrà fissato sull'aletta di raffreddamento, isolandolo con l'apposita mica e relativa rondella.

Consigliamo, prima di fornire tensione al circuito, di controllare con un ohmetro che effettivamente il darlington risulti isolato, in quanto spesso abbiamo riparato degli amplificatori in cui i transistor applicati sull'aletta di raffreddamento si erano « fusi » perché il lettore aveva applicato la mica, ma la vite che serrava il corpo del transistor sull'aletta non risultava isolata.

Per i Mos-Fet, noi non abbiamo ritenuto opportuno utilizzare delle miche isolanti, poiché queste, come si sa, rappresentano sempre una « resistenza » termica che « frena » il trasferimento di calore del corpo del semiconduttore all'aletta. Tale soluzione, però, comporta due problemi: il primo è che bisogna fare attenzione, quando si alimenta l'amplificatore, che le alette non si tocchino fra di loro in quanto esiste tra le due una differenza di potenziale di 28 volt.

Il secondo problema riguarda il fissaggio delle alette sul mobile (è consigliabile fissarle all'esterno affinché disperdano più velocemente il calore immagazzinato), poiché le dovremo isolare dal mobile stesso.

Riteniamo comunque che questo non risulti un problema insormontabile soprattutto per chi è in possesso di un minimo di iniziativa.

Tanto per fornirvi un'indicazione potreste utilizzare per questo scopo delle boccole isolate da pannello (quelle che vengono impiegate negli alimentatori come boccole di uscita) fissandole con viti comuni.

Ricordatevi, quando effettuerete i collegamenti relativi al drain e source, di utilizzare del filo flessibile avente un diametro di mm 0,70, mentre per i gate potrete utilizzare anche il filo di diametro notevolmente inferiore.

Anche il collegamento tra il secondario del trasformatore di alimentazione e il ponte raddrizzatore andrà effettuato con filo di diametro non inferiore a 1 mm. Come vedesi anche dallo schema pratico, le resistenze R16-R17 e R18-R19 andranno poste vicinissime ai gate dei mosfet e così dicasi pure per i condensatori C4 e C5 e i diodi DS1 e DS2 per prevenire possibili autooscillazioni.

A proposito del trasformatore, vi anticipiamo che il primario dispone di tre fili, uno colorato in « bianco » che va in ogni caso collegato ad un capo dei 220 volt, poi altri due fili uno di colore « rosso » e l'altro « blu ».

Collegando l'altro capo dei 220 volt al filo **rosso**, in uscita dal secondario preleveremo una tensione di circa 60 volt, quindi, l'altoparlante e le casse acustiche dovranno essere da 8 ohm. Se invece collegheremo l'altro capo dei 220 volt al filo **blu**, in uscita dal secondario preleveremo circa 52 volt; quindi l'altoparlante dovrà risultare da 4 ohm.

Tenete però presente che le industrie non sempre possono adottare i colori che noi pretendiamo. Così potrebbe anche accadere che per una momentanea mancanza di filo color rosso noi lo si ritrovi « rosa », e che il blu diventi anche « verde » quindi nel caso riscontraste variazioni di questo genere non scriveteci dicendo che il trasformatore inviato **non è** quello richiesto, bensì controllate prima attentamente le versioni che si ottengono in uscita e solo se queste si discostano notevolmente (cioè non di mezzo volt) da quelle indicate, richiedete la sostituzione.

TARATURA

Se una volta terminato l'amplificatore ed avergli collegato l'altoparlante cercherete di applicargli un segnale di ingresso e farlo funzionare, certamente questo distorcerà senza potervi fornire la potenza richiesta.

Per mettere l'amplificatore nelle migliori condizioni di funzionamento è infatti necessario prima di appicargli un segnale, **tararlo**, e per questo vi consigliamo di agire come qui di seguito riportato.

1) prima di fornire tensione all'amplificatore **applicategli in uscita l'altoparlante**, o le casse acustiche;

2) se usate una cassa acustica da 8 ohm, collegate il trasformatore in modo che in uscita si ottengano 60 volt: se invece usate una cassa acustica da 4 ohm, collegate il primario del trasformatore in modo che sul secondario si ottengano 52 volt (questa prova dovremo farla prima di collegare il secondario del trasformatore al circuito stampato) quindi cortocircuitare il diodo zener DZ5 eseguendo sul circuito stampato il ponticello BB;

3) ruotate (prima di collegare il primario del trasformatore ai 220 volt) il trimmer R15 tutto da

una parte in modo che la base del transistor TR5 risulti alimentata direttamente da 61 volt positivi;

4) collegate i puntali del vostro tester posto sulla portata 1 ampère (o 2,5 ampère fondo scala fra i due terminali AA (escludendo ovviamente il ponticello). Se non volete che la lancetta dello strumento si sposti in senso contrario, ricordatevi che il puntale positivo andrà rivolto verso il ponte raddrizzatore, mentre il puntale negativo verso il collettore del darlington.

5) A questo punto potrete collegare il primario del trasformatore alla rete dei 220 volt. Il tester indicherà un minimo di assorbimento. Se desiderate che l'amplificatore funzioni regolarmente, dovrete ora ruotare lentamente in senso opposto, il cursore del trimmer R15 in modo da rilevare sul tester un assorbimento di circa 0,5-0,6 amper se l'amplificatore è stato predisposto per un carico di 8 ohm e di un assorbimento di circa 0,8-0,9 amper se l'amplificatore è stato predisposto per un carico di 4 ohm.

NOTE IMPORTANTI

Come abbiamo già ricordato, lavorando l'amplificatore **in classe A** il darlington dell'alimentatore e i mosfer di potenza, riscalderanno notevolmente anche in assenza di segnale; di questo però non dovete preoccuparvi perché è una caratteristica che si riscontra appunto facendo lavorare i transistor in tali condizioni. Anzi constaterete che in presenza di segnale e facendoli lavorare ad elevata potenza il darlington e i mosfer dissipano meno calore, cioè si verifica il contrario di quanto eravamo abituati a constatare su amplificatori in classe B allorché all'aumentare della potenza aumentava anche la temperatura dei transistor finali: Se sistemate le alette con i mosfer all'interno del mobile, vi consigliamo di completare il circuito con una piccola ventola, in modo da poter più velocemente disperdere il calore generato.

Ricordiamo inoltre che le caratteristiche di questo amplificatore, sono eccellenti, però se applicherete in uscita degli altoparlanti da 1.000 lire non abbiate poi la pretesa di ottenere una perfetta riproduzione. In altre parole « non rovinate » il suono di questo amplificatore adottando altoparlanti scadenti. Sarebbe infatti assurdo avere un amplificatore in grado di riprodurre fedelmente una gamma da 8 Hz a oltre 50.000 hertz per poi applicargli in uscita degli altoparlanti in grado di riprodurre solo frequenze comprese tra 100 Hz a 8.000 hertz: in questo caso infatti non potreste certo apprezzare né l'alta fedeltà né i vantaggi di un amplificatore in classe A.

Un'ottima soluzione sarebbe quella di adottare casse acustiche complete di filtro cross-over a 2 o ancor meglio 3 vie.

Filtri idonei per questo scopo sono apparsi, se ben ricordate, a pag. 266 sul numero 40-41 di questa rivista.

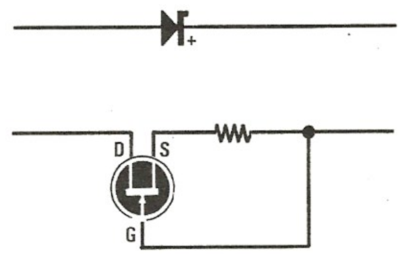


Fig. 10 Il diodo stabilizzatore di corrente DZC internamente è composto da uno speciale fet, più una resistenza collegata come vedesi in disegno.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato, già forato	L. 4.800
Tutto il necessario per la realizzazione dell'amplificatore e **relativo alimentatore** cioè circuito stampato, transistor, darlington, quattro mosfet di potenza, gli elettrolitici, i diodi zener e i DZC, resistenze, ponte raddrizzatore, (escluso alette e trasformatore di alimentazione) .	L. 91.250
Un trasformatore di alimentazione n. 54 in lamierini al silicio e granuli orientati	L. 17.700
3 Alette di raffreddamento	L. 18.900

Nel prezzo non sono incluse le spese di spedizione.

UN MISURATORE di SWR

Presentandovi sul n. 50/51 il trasmettitore in FM per la gamma da 88 a 108 MHz, vi avevamo promesso che avremmo cercato di valorizzare e rendere sempre più perfezionato tale progetto con l'aggiunta di circuiti ausiliari che il lettore potrà utilizzare o meno a seconda se lo ritiene interessante oppure no.

Il circuito ausiliario che oggi vogliamo proporvi è un perfetto **misuratore di SWR** (o di Onde Stazionarie, se così lo vogliamo chiamare) che viene installato direttamente sul circuito stampato del **lineare di potenza** per evitare, come spesso accade, che lo spezzone di cavo coassiale utilizzato per collegare l'uscita del trasmettitore al misuratore stesso possa sfalsare la lettura.

Inoltre, poiché il circuito stampato LX242 del nostro lineare da 88-108 MHz, modificando leggermente il numero delle spire delle due bobine L1 ed L3, può servire egregiamente anche per la gamma da 144 a 146 MHz, tale misuratore di SWR potrà essere adottato con successo anche in questo campo di frequenza.

Lo schema elettrico del nostro misuratore, come potrete notare dalla fig. 1, è molto semplice.

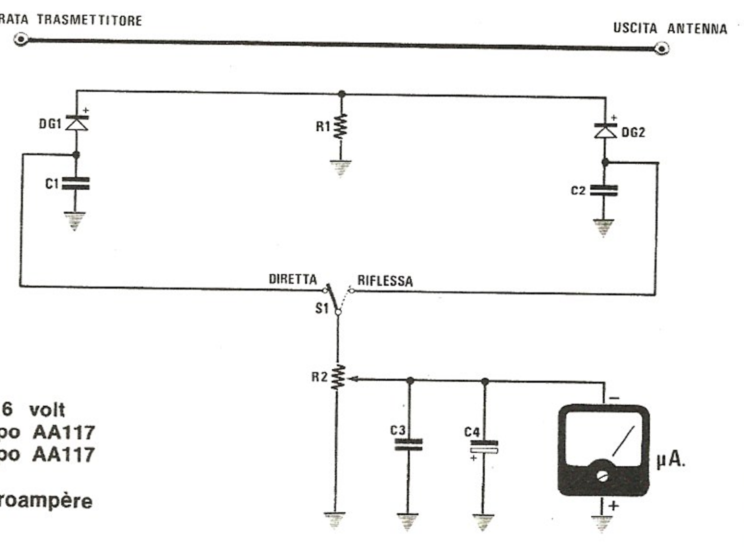
In pratica sul circuito stampato è presente una linea di lunghezza calcolata che collega l'uscita del lineare direttamente al bocchettone fissato sul retro del mobile dal quale partirà il cavo coassiale da 52 ohm diretto all'antenna.

Adiacente a questa pista percorsa dal segnale di AF ne troviamo una seconda, la quale per induzione risulterà anch'essa percorsa da un segnale di AF.

A metà lunghezza di questa seconda pista troviamo una resistenza da 47 ohm collegata con un estremo a massa.

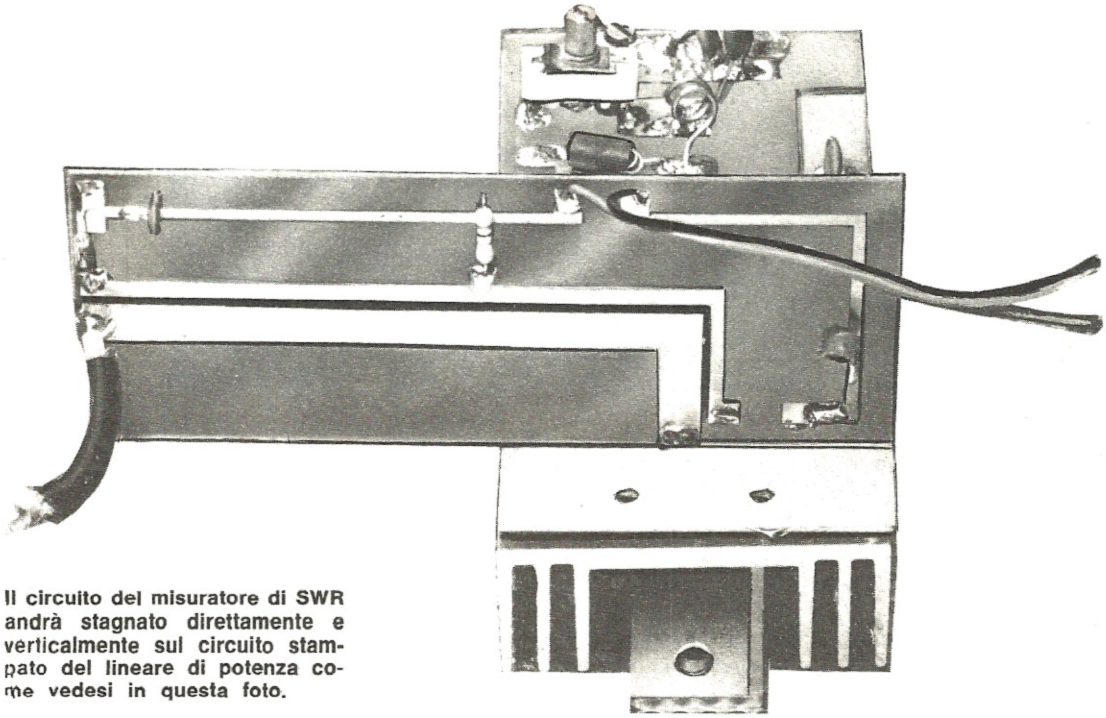
Agli estremi della pista si trovano invece due diodi rivelatori al germanio con un condensatore collegato verso massa per eliminare i residui di AF.

Il diodo applicato dalla parte del lineare (cioè il DG1), ci servirà per misurare l'**onda diretta,** cioè il segnale di AF che inviamo all'antenna, mentre quello applicato dalla parte del bocchettone d'antenna (cioè DG2) servirà per misurare l'**onda riflessa,** cioè quella parte di AF che l'antenna stessa non riesce ad irradiare per



COMPONENTI

R1 = 47 ohm 1/2 watt
R2 = 50.000 ohm trimmer
C1 = 1.000 pF a disco
C2 = 1.000 pF a disco
C3 = 47.000 pF a disco
C4 = 100 mF elettrolitico 16 volt
DG1 = diodo al germanio tipo AA117
DG2 = diodo al germanio tipo AA117
S1 = deviatore a levetta
Strumento da 50 a 500 microampère



Il circuito del misuratore di SWR andrà stagnato direttamente e verticalmente sul circuito stampato del lineare di potenza come vedesi in questa foto.

Questo misuratore di onde stazionarie progettato esclusivamente per essere applicato in uscita al lineare di potenza del nostro trasmettitore in FM per la gamma da 88 a 108 MHz pubblicato sul n. 50/51, ci permetterà di misurare con estrema precisione la potenza AF che noi inviamo in antenna e contemporaneamente quella che l'antenna, per disadattamento d'impedenza, rifiuta e rispedisce indietro al trasmettitore.

disadattamento d'impedenza e che quindi rispedisce verso il trasmettitore.

Il deviatore S1 ci consentirà di misurare a nostro piacimento l'onda diretta oppure l'onda riflessa mentre il trimmer R2 servirà ovviamente per regolare il fondo scala dello strumento.

REALIZZAZIONE PRATICA

La parte più delicata di questo progetto, come del resto accade per ogni circuito di AF, risulta essere il circuito stampato il quale deve essere disegnato seguendo regole ben determinate.

Il nostro circuito, come noterete, risulta a doppia faccia, una delle quali è totalmente coperta di rame in quanto deve fungere da schermo elettrostatico onde evitare che l'alta frequenza irradiata dal transistor di potenza del lineare possa influenzare le piste che si trovano sul lato opposto.

Su questo secondo lato sono presenti tre piste:
una necessaria per trasferire l'AF dal trasmettitore al cavo coassiale d'antenna,
una per captare induttivamente l'AF diretta e riflessa
ed una terza, posta a debita distanza, necessaria per trasferire la tensione continua raddrizzata dai due diodi al germanio al deviatore S1 e da questo allo strumento di misura.

Come vedesi dallo schema pratico di fig. 3, un estremo della resistenza R1 da 47 ohm verrà stagnato direttamente sulla pista centrale mentre l'altro estremo, passando attraverso un foro presente sul circuito stampato, dovrà risultare

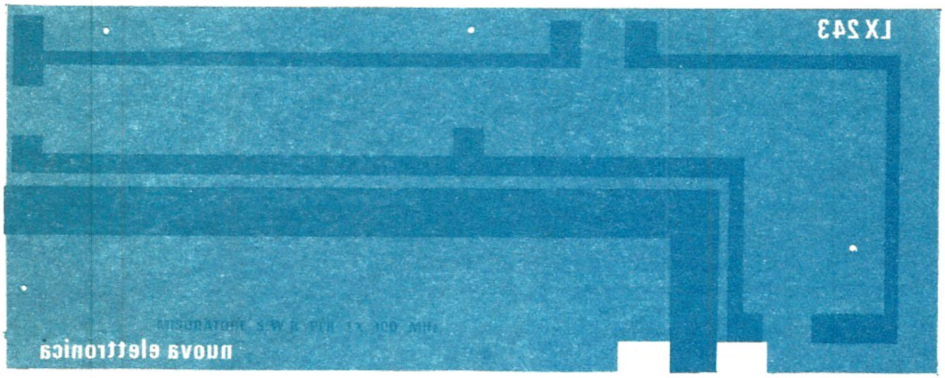


Fig. 2 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato a doppia faccia del misuratore di SWR. Tale circuito è idoneo anche a lavorare sui 145 MHz, come pure dicasi per il lineare da 10-12 watt modello LX.242.

stagnato sul rame della facciata opposta, cioè quello di massa.

Lo stesso dicasi per i due condensatori C1 e C2 anche per i quali un terminale andrà stagnato su una faccia e l'altro sulla faccia opposta dello stampato, cioè su quella di massa.

I due diodi rivelatori al germanio DG1 e DG2 andranno invece stagnati entrambi sulla faccia dello stampato in cui sono presenti le tre piste, accanto ai condensatori C1 e C2.

A montaggio ultimato, il circuito stampato dell'SWR verrà stagnato verticalmente (cioè di coltello) sul circuito stampato del lineare, come vedesi in fig. 4 e nella foto, tenendo presente che il lato di « massa » deve essere rivolto verso i compensatori C4 e C5 (vedi schema pratico di montaggio a pag. 213 della rivista 50/51).

Si potrà così notare come la **pista d'uscita AF** dello stampato del lineare coincida esattamente con la **pista AF** del circuito stampato dell'SWR, mentre la « massa » coincide, sul lato opposta, con la relativa massa dello stampato del lineare.

Quando stagnerete fra di loro questi due circuiti stampati, non dimenticatevi di stagnare anche il **rame dello schermo** del circuito stampato SWR alla **pista di massa** del lineare di potenza poiché altrimenti il misuratore di SWR non funzionerà.

Una volta fissati fra di loro i due circuiti, spostando opportunamente all'interno del mobile il circuito stampato del lineare di potenza, dovrete fare in modo che l'uscita del misuratore di SWR applicato sopra di esso venga a trovarsi vicinissima al bocchettone d'antenna posto sul retro del mobile stesso, in modo da collegare questo bocchettone al circuito stampato SWR con due cortissimi spezzoni di filo di rame nudo o argentato.

Nel caso questa operazione non risulti possibile perché avete adottato un mobile diverso da quello da noi consigliato, potrete sempre collegare l'uscita dell'SWR al bocchettone con uno spezzone di cavo coassiale la cui lunghezza non deve assolutamente superare i 5-6 cm. Per portare al deviatore S1 la tensione continua raddrizzata dai diodi potremo utilizzare due fili di rame qualsiasi purché isolati in plastica.

Lo strumento utilizzato potrà risultare indifferentemente da 50-100-250-500 microampère fondo scala.

I condensatori C3 e C4, nonché il trimmer R2, andranno stagnati direttamente sui terminali di tale strumento come vedesi nello schema pratico di fig. 3.

COME SI USA LO STRUMENTO

Per effettuare qualsiasi misura con il nostro strumento e con ogni altro misuratore di SWR, occorre necessariamente che sul bocchettone d'uscita sia applicata l'**antenna** oppure una **sonda di carico da 52 ohm** (come quella da noi presentata su questo stesso numero).

Come prima operazione porremo il deviatore S1 sulla posizione **« onda diretta »** quindi, acceso il trasmettitore, dovremo ruotare il cursore del trimmer R2 fino a far coincidere la lancetta dello strumento con il fondo scala.

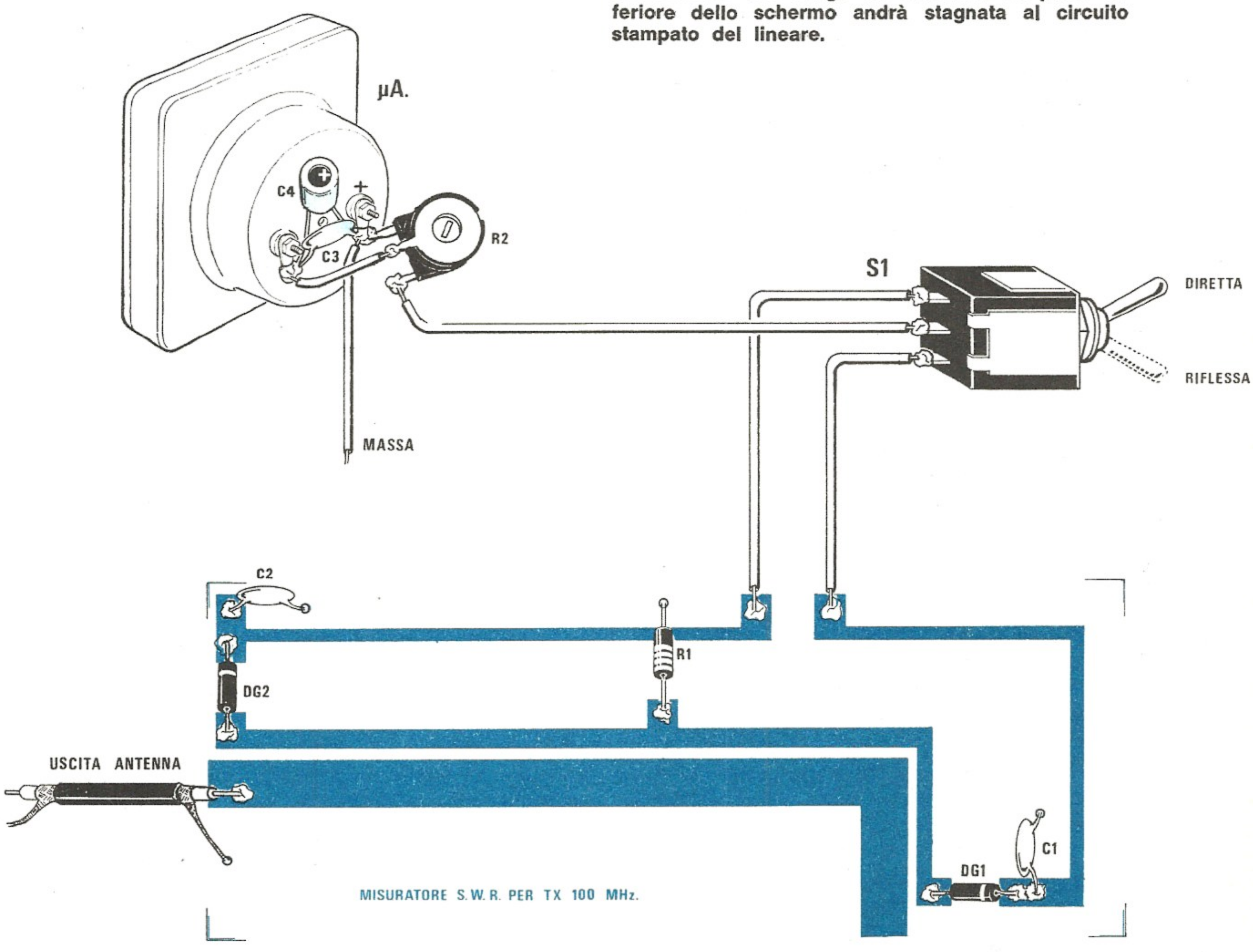
In altre parole, ammesso che lo strumento impiegato risulti da 250 microampère, regole-

remo tale trimmer fino a leggere 250 microampère. A questo punto lo strumento posto in ONDA DIRETTA ci offre la possibilità di sfruttarlo anche per la taratura del trasmettitore, infatti ritoccando i vari compensatori di accordo, se questi non risultano ben tarati, la lancetta dello strumento tenderà a deviare oltre il fondo scala, mentre se sono già tarati bene, la lancetta si sposterà in senso inverso. Supposto che si verifichi il primo caso, è consigliabile riportare la lancetta dello strumento all'incirca sui 3/4 del fondo scala (sempre tramite R2), poi ritoccare i vari trimmer di taratura in modo da far deviare la lancetta stessa il più possibile verso destra (ricordatevi di tener sempre acceso un ricevitore in prossimità del trasmettitore, poiché se questo tendesse ad autooscillare lo scopriremmo attraverso la radio, ed infine ruotare nuovamente il cursore di R2 fino a far coincidere la lancetta esattamente con il fondo scala.

A questo punto spostando il deviatore S1 da ONDA DIRETTA a ONDA RIFLESSA, noi potremo scoprire quanta AF rifiuta l'antenna per disadattamento d'impedenza.

Se l'impedenza del trasmettitore è stata perfettamente tarata sui 52 ohm e se il carico o l'antenna possiede anch'esso un'impedenza di 52 ohm (la sonda di carico dispone appunto di questa impedenza), tutta l'energia erogata dal trasmettitore viene completamente assorbita, quin-

Fig. 3 Schema pratico di montaggio. Ricordatevi che un estremo della resistenza R1 e dei condensatori C1-C2 andrà stagnato sul rame posto posteriormente che funge da schermo. La parte inferiore dello schermo andrà stagnata al circuito stampato del lineare.



di non si hanno ritorni di AF e la lancetta dello strumento, in posizione ONDA RIFLESSA, si porterà sullo ZERO.

Se invece applicheremo in uscita delle sonde oppure un'antenna con impedenza diversa, noteremo che la lancetta dello strumento non si riporterà sullo ZERO, ma segnalerà una tensione causata da un disadattamento d'impedenza.

QUALCHE INDICAZIONE

Se una volta tarato il trasmettitore con una **sonda di carico da 52 ohm** constaterete che non si hanno **onde stazionarie** mentre inserendo l'antenna la lancetta dello strumento non riesce più a ritornare sullo ZERO quindi denota la presenza di onde stazionarie, non dovrete affermare che il trasmettitore risulta « starato », bensì più realisticamente diagnosticare che l'**antenna** non dispone dell'impedenza richiesta, quindi agire solo su questo componente per cercare di riportare la sua impedenza esattamente a 52 ohm.

Non fidatevi troppo « ciecamente » dell'antenna anche se chi ve la vende assicura che essa dispone di un'impedenza di 52 ohm, poiché in pratica tale impedenza può risultare leggermente diversa.

Per modificare l'impedenza di un'antenna si possono accorciare o allungare i suoi elementi di qualche centimetro controllando con il **misuratore di onde riflesse** se queste ultime aumentano o si riducono. Se poi l'antenna è una groundplane, per modificare la sua impedenza è sufficiente restringere o allargare leggermente i tre o quattro bracci collegati alla calza metallcia del cavetto coassiale.

È completamente errato tentare di ridurre le onde stazionarie agendo sui compensatori del trasmettitore anche se si constatasse che così facendo si riesce « teoricamente » ad eliminarle.

In pratica, agendo su tali compensatori, noi « stariamo » il trasmettitore ottenendo un compromesso non accettabile, infatti l'impedenza del cavo coassiale è di 52 ohm e se noi modifichiamo l'impedenza d'uscita del trasmettitore, ne diminuiamo parallelamente il rendimento con la conseguenza che anche le onde stazionarie si riducono.

A titolo informativo riportiamo nella tabella n. 1 l'impedenza posseduta dall'antenna in corrispondenza al rapporto di onde stazionarie lette sullo strumento e di fianco la percentuale di energia AF perduta, che come molti sapranno si ottiene dalla seguente formula:

$$AF\% = (SWR - 1 : SWR + 1)^2 \times 100$$

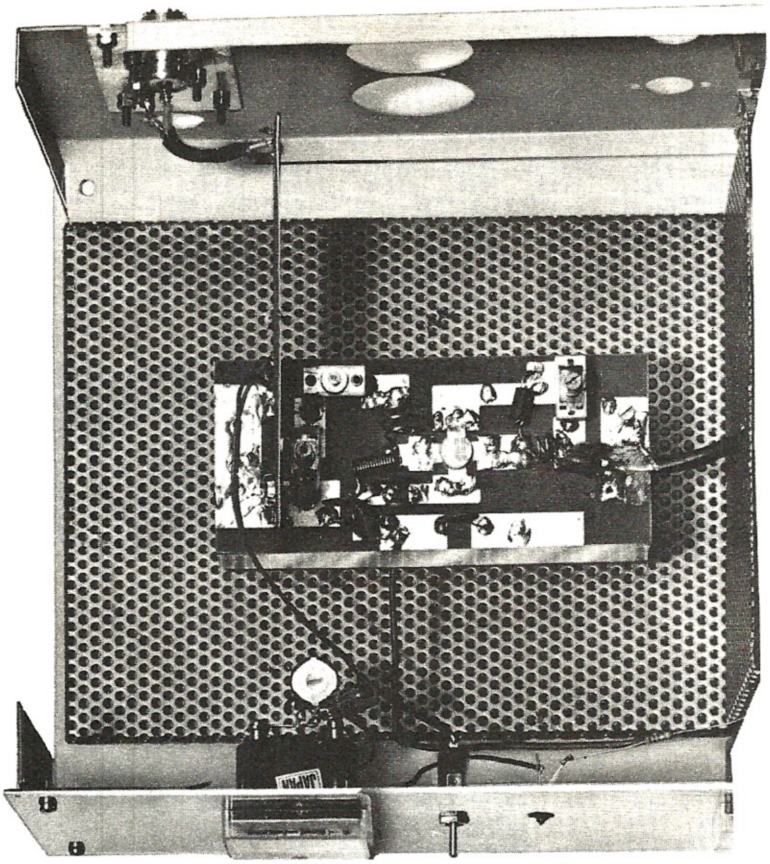
Impedenza d'antenna	Rapporto onde stazionarie	Energia AF perduta in %
52 ohm	1	0%
65 ohm - 41,6	1,25	1,2%
78 ohm - 34,6	1,5	4 %
91 ohm - 29,7	1,75	7,4%
104 ohm - 26	2	11,1%
117 ohm - 23	2,25	14,7%
130 ohm - 20,8	2,5	18,3%
143 ohm - 18,9	2,75	21,7%
156 ohm - 17,3	3	25 %
182 ohm - 14,8	3,5	30,8%
208 ohm - 13	4	36 %
234 ohm - 11,5	4,5	40,4%
260 ohm	5	44,4%
312 ohm	6	51 %
364 ohm	7	56,2%
416 ohm	8	60,4%
468 ohm	9	64 %
520 ohm	10	66,9%
780 ohm	15	76,5%
1040 ohm	20	81,8%
1560 ohm	30	87,5%
2080 ohm	40	90,5%
2600 ohm	50	92,3%

Come si noterà da questa tabella, le onde stazionarie si verificano non solo quando l'impedenza dell'antenna è maggiore di 52 ohm, ma anche quando questa risulta inferiore (vedi tabella da 41,6 ohm a 11,5 ohm).

Il rapporto di onde stazionarie si calcola infatti dividendo **l'impedenza maggiore** (non importa se è quella dell'antenna oppure quella di uscita del trasmettitore) per **l'impedenza minore,** quindi ammettendo di avere un'antenna che presenti un'impedenza di 34,6 ohm e sapendo che l'uscita del nostro trasmettitore è stata tarata sui 52 ohm, avremo un ROS di:

52 : 34,6 = 1,5

e lo stesso rapporto di onde stazionarie si ot-



In questa foto si può vedere il lineare sopra al quale risulta applicato il circuito stampato del misuratore di SWR. Si noti il corto spezzone di cavo coassiale che dal circuito si congiunge ai bocchettone d'uscita AF.

terrà anche se l'antenna disporrà di un'impedenza di 78 ohm, infatti:

78 : 52 = 1,5

A questo punto, poiché nel nostro trasmettitore consigliamo di utilizzare come strumento misuratore delle onde stazionarie indifferentemente un microamperometro da 50-100-250 o 500 microampère fondo scala, **quindi non tarato in rapporto SWR,** potreste chiedervi come si fa a leggere direttamente sullo strumento l'esatto valore di SWR.

Ebbene per ricavare il rapporto di onde stazionarie disponendo delle sole indicazioni fornite da un microamperometro, noi potremo utilizzare la seguente formula:

$$\text{SWR} = \frac{\text{microA f.s.} - \text{onda riflessa}}{\text{microA f.s.} + \text{onda riflessa}}$$

Vale a dire che se abbiamo uno strumento da **250 microampère** fondo scala e misurando le onde riflesse la lancetta si ferma ad esempio su 50 microampère noi avremo un SWR pari a:

SWR = (250 + 50) : (250 — 50) = 1,5

Se invece lo strumento risultasse da **100 microampère** f.s., e la lancetta si fermasse ad esempio su 30 microampère, avremmo nn SWR pari a:

SWR = (100 + 30) : (100 — 30) = 1,85

Dalla tabella n. 1 possiamo rilevare che con un rapporto di onde stazionarie pari a 1,5 si ha una perdita di potenza del 4%, mentre con un rapporto di 1,85 la perdita è superiore al 7,4%.

In linea di massima possiamo affermare che il massimo rapporto di SWR accettabile da un trasmettitore è 1,5 poiché altrimenti il rendimento scende al di sotto del 96% ed in tal caso, più che la riduzione della potenza irradiata, quello che può causare degli inconvenienti è il 4% di potenza riflessa che ritornando verso il trasmettitore provoca delle anomalie di funzionamento.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato a doppia faccia SWR LX243	L.	4.200
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenza, condensatori, diodi, trimmer e deviatore	L.	9.300
Uno strumentino da 250 microampère mm 40 x 40	L.	4.150

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

Un cronometro portatile a display in grado di rilevare i decimi ed i centesimi di secondo ed ovviamente i secondi e i minuti, di indicare tempi parziali, sommare più tempi, tener suddivisi e conteggiare due tempi diversi, rilevare tempi supplementari senza influire sui tempi totali ecc.
Un progetto professionale che potrà trovare vasti impieghi laddove si richiede un'altissima precisione e funzionalità.

DOPPIO CRONOMETRO

Quando ci siamo accinti a progettare un cronometro sportivo che potesse trovare applicazione in ogni campo, si siamo resi conto che il problema non era così semplice come ritenevamo.

Noi pensavamo infatti che per realizzare un cronometro sportivo fosse sufficiente disporre di un contatore quarzato che ci permettesse di conteggiare con assoluta precisione i decimi e i centesimi di secondo completo di un comando di START, STOP e RESET.

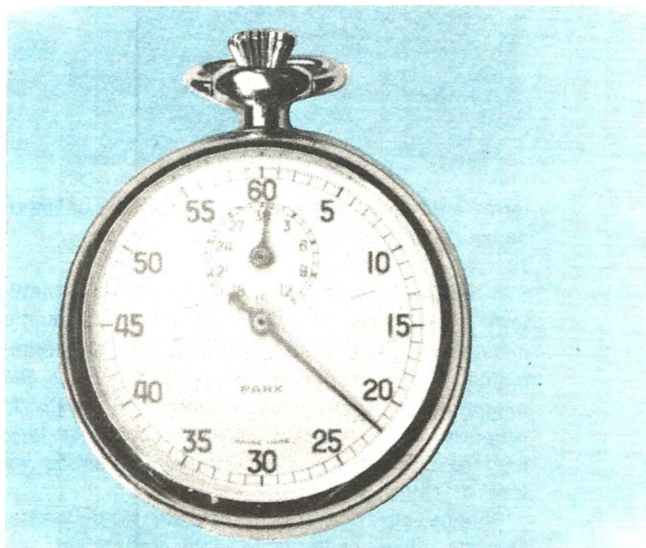
Interpellando invece cronometristi, giudici di gara e sportivi in genere ci siamo resi conto che uno strumento come quello da noi concepito non era sufficientemente valido e funzionale.

Per i rallyes, ad esempio, il cronometro deve essere in grado di conteggiare il tempo di marcia, defalcare i tempi di pausa, rilevare senza interferire sul conteggio totale i tempi che intercorrono fra un'arrivo ed una partenza, visualizzare questi tempi e resettarli senza però influenzare i tempi cumulativi.

Per altre attività invece è necessario che il cronometro visualizzi tanti tempi parziali ed alla fine li sommi.

In altri casi ancora si ha bisogno di rilevare i tempi parziali senza però che questi vengano sommati.

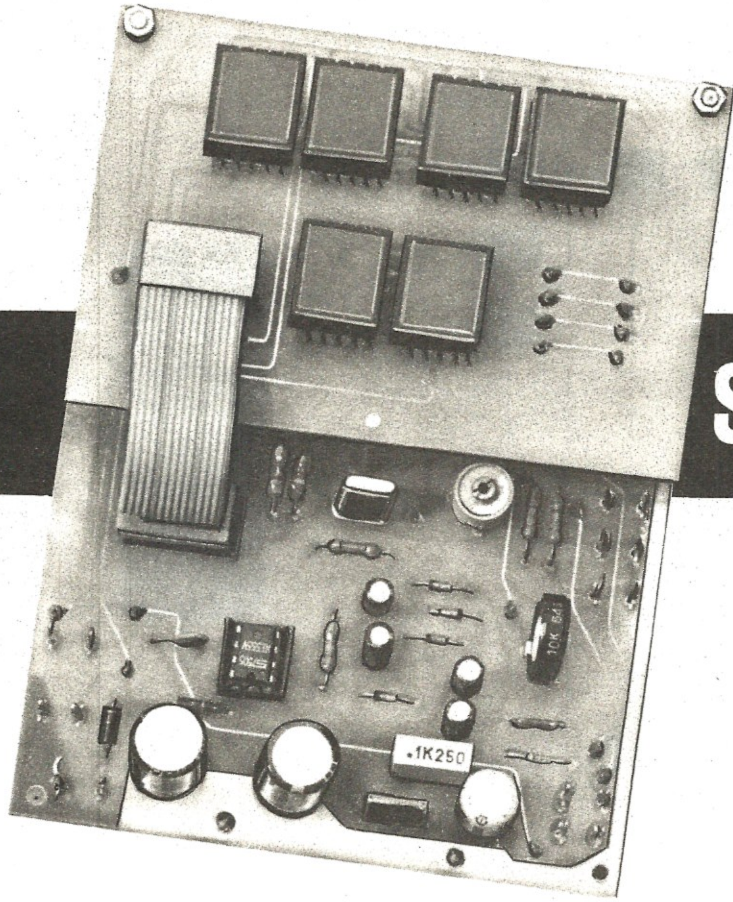
Per le gare su pista è necessario che il cronometro ci indichi i tempi che intercorrono fra un passaggio e l'altro), però al termine della gara lo stesso cronometro ci deve indicare il tempo totale senza tralasciare nemmeno pochi centesimi di secondo, condizione quest'ultima che



potrebbe verificarsi nel caso in cui il cronometrista dovesse pigiare il pulsante di STOP e subito dopo quello di START.

Infine, in una gara ad inseguimento, sono necessari due cronometri perfettamente sincronizzati che possano partire nello stesso istante ma che si possano fermare in due istanti diversi in modo da conteggiare il tempo impiegato dall'uno e dall'altro concorrente.

Esaminate a fondo tutte le esigenze del cronometrista moderno e dello sportivo in genere ci siamo quindi messi subito al lavoro per progettare un circuito che non solo assolvesse nel migliore dei modi tutti i compiti richiesti da un



SPORTIVO

In questa foto il cronometro è montato. Si noti il circuito stampato dei display posto sopra a quello principale, e ad esso collegato con una piattina a 14 fili.

cronometro professionale, ma come è nostra consuetudine abbiamo voluto aggiungere anche un qualcosa di più.

Come constaterete a realizzazione ultimata, questò cronometro è un vero e proprio gioiello indispensabile non solo al cronometrista sportivo, ma anche al navigatore nelle gare di rallye o al direttore tecnico o allenatore che segue la prestazione dei suoi allievi dal bordo della pista o sulla macchina « ammiraglia ».

Per realizzare un circuito come questo non si poteva certo pensare di utilizzare dei normalissimi integrati TTL (anche se si sarebbe raggiunto egualmente lo scopo) innanzitutto perché ne sarebbero occorsi troppi ed il costo complessivo sarebbe aumentato così come sarebbero aumentate le probabilità di insuccesso dovute a saldature fredde, anomalie di componenti, ecc. ecc. e secondariamente perché il circuito così facendo sarebbe diventato troppo voluminoso e l'assorbimento di corrente sarebbe risultato spropositato in relazione all'impiego che se ne deve fare.

Perciò ci siamo subito preoccupati di ricercare un integrato che assolvesse almeno in parte e con pochi componenti esterni tutte le funzioni che ci eravamo prefisse. Interpellando le varie industrie abbiamo trovato dalla Siliconix l'integrato DF.213 il quale può considerarsi già da solo un vero e proprio cronometro sportivo.

Infatti è stato sufficiente abbinare a tale integrato una decodifica tipo MM74C48 ed altri due integrati necessari per l'alimentazione per ottenere un circuito altamente professionale con caratteristiche addirittura superiori ai normali cronometri sportivi reperibili in commercio a prezzi talvolta astronomici.

Nel nostro cronometro le cifre indicative sono 6: le prime due vengono sfruttate per indicare i **minuti** e le **decine di minuti**, le altre due per indicare i **secondi** e le **decine di secondi** e le ultime due per indicare i **« decimi »** ed i **« centesimi »** di secondo.

Come avrete già capito, il segreto di questo cronometro è racchiuso tutto nell'interno dell'integrato DF213.

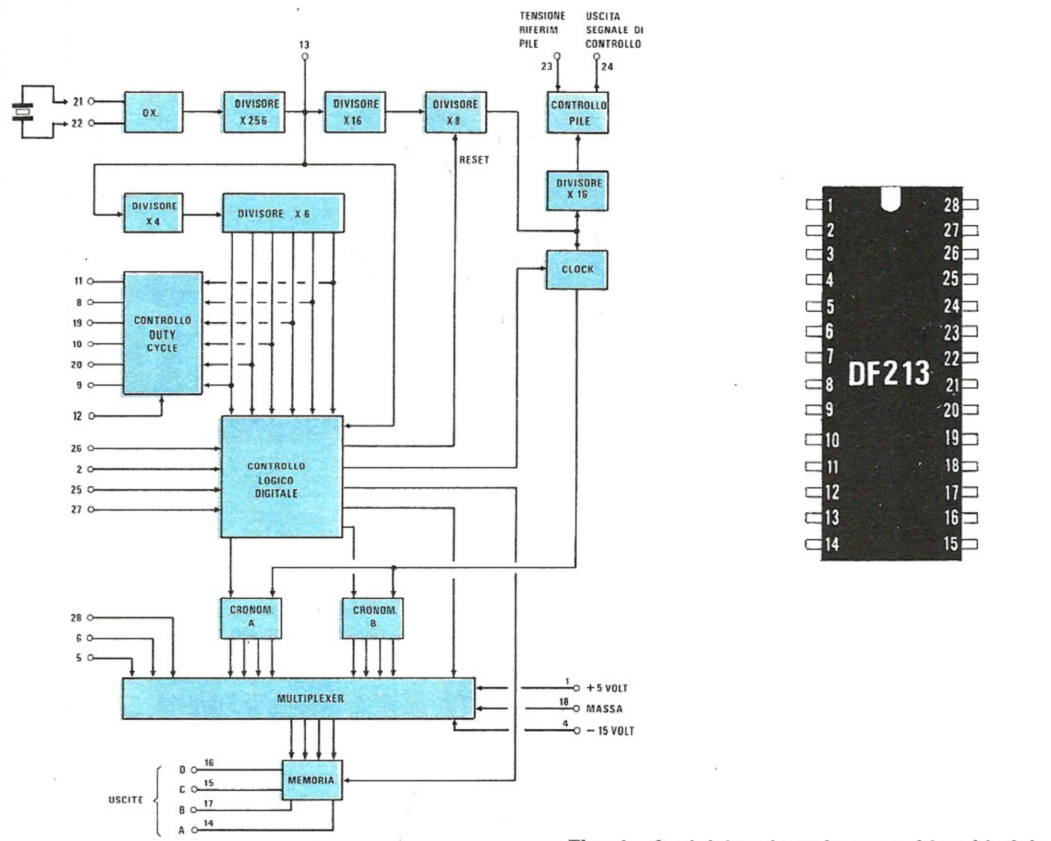


Fig. 1 A sinistra, lo schema a blocchi dell'integrato DF213, di cui sopra è visibile l'involucro esterno.

Purtroppo, come accade sovente in questi casi, di tale integrato ci è stato fornito solo un banalissimo schema applicativo (vedi fig 1) oltre naturalmente alle tensioni di alimentazione e ad una succinta indicazione circa le funzioni relative allo SPLIT, cioè a quel pulsante che come vedremo ci consente di ottenere le diverse combinazioni di lettura.

Quindi non veniteci a chiedere, come spesso fate, lo schema interno di questo integrato poiché noi stessi non l'abbiamo disponibile.

Infatti, per ricavare lo schema definitivo di utilizzazione abbiamo dovuto effettuare innumerevoli prove, un lavoro questo che ha richiesto diverso tempo e solo dopo molti sforzi siamo riusciti a comprendere la funzione di questo o di quell'altro blocco interno.

Come al solito possiamo assicurarvi che il circuito che vi presentiamo è stato lungamente studiato, provato e collaudato e che tutte le soluzioni circuitali da noi adottate risultano valide sotto ogni aspetto, come ad esempio quella di ottenere la tensione negativa dei 12-15 volt e quella positiva dei 5 volt utilizzando un solo generatore da 12-15 volt anziché due pile (una da 5 volt e una da 12 volt), cosicché potrete alimentare il cronometro anche con la batteria da 12 volt della vostra auto.

Abbiamo inoltre previsto un dispositivo che ci permetta di stabilire, nel caso di alimentazione a pile, quando la pila stessa è in via di esaurimento.

Infatti, come constaterete, quando la tensione della pila scende al di sotto del limite da noi prefissato (ad sempio 11,5 volt), i « punti » dei display si mettono a lampeggiare.

Poiché sarebbe inconcepibile dover interrompere una gara per colpa di una « pila », esiste

nel cronometro un commutatore (S2A-S2B) che ci permette di ridurre il consumo totale diminuendo la luminosità dei display oppure di spegnere completamente tutti i display (per riaccenderli solo quando desidereremo controllare i tempi) in modo da aumentare notevolmente l'autonomia delle pile.

Infatti la maggior parte della corrente viene assorbita dai display (200-220 milliampère a display accesi 50 milliampère circa a display spenti).

Abbiamo infine previsto una protezione al conteggio, cioè abbiamo fatto in modo che il conteggio stesso possa venire azzerato pigiando il RESET solo ed esclusivamente dopo che è stato pigiato lo STOP (quindi dopo che è stato memorizzato il tempo sui display) per evitare che il cronometrista distratto, pigiando il RESET al posto dello STOP, azzeri il tutto involontariamente prima di aver potuto controllare il tempo.

Quindi una volta avviato il cronometro mediante il pulsante di START non vi è più alcuna possibilità di azzerarlo se non dopo aver premuto lo STOP, cioè solo dopo che il tempo è stato memorizzato e visualizzato sui display.

Non solo, ma abbiamo dotato ciascun pulsante di una rete antidisturbo utile ad eliminare i « rimbalzi » tipici dei pulsanti stessi in modo che non possano influire sul tempo conteggiato.

LE FUNZIONI CHE POSSIAMO OTTENERE

Nel nostro cronometro abbiamo due contatori A e B (vedi fig. 1) che possono essere sfruttati uno indipendentemente dall'altro agendo sul deviatore S3.

In pratica il **contatore A** è quello **principale** e viene utilizzato per i tempi totali mentre il **contatore B** è quello **secondario** e viene invece utilizzato per i tempi parziali. Infatti, agendo sul pulsante di SPLIT, noi possiamo azzerare il contatore B senza influenzare A cosicché quest'ultimo, proseguendo il suo conteggio, ci permette di ottenere un tempo totale, mentre il B di ottenere dei tempi parziali.

Spiegare a parole le varie funzioni ottenibili dal nostro cronometro senza averlo fra le mani e poterlo così provare di persona non è certo semplice: noi comunque cercheremo di fare del nostro meglio in modo da rendervi perlomeno un'idea delle innumerevoli possibilità che esso ci offre ben sapendo che una volta che lo avrete realizzato sarete voi stessi a scoprirne l'impiego che maggiormente si addice ai vostri bisogni.

Per poter meglio capirci in questa nostra spiegazione anticipiamo le funzioni svolte dai vari comandi presenti nel circuito:

S1 = interruttore di rete; serve per fornire alimentazione al cronometro.

S2A/S2B = commutatore rotativo a due vie tre posizioni.

Sulla prima posizione il cronometro funziona regolarmente però i display rimangono spenti per economizzare sulle pile.

Sulla seconda posizione abbiamo la massima luminosità dei display.

Sulla terza posizione i display si accendono ancora però la loro luminosità è dimezzata in modo tale che l'assorbimento si riduce circa di un 40%.

S3 = deviatore che permette di visualizzare sui display il conteggio del cronometro A (cioè quello dei **tempi totali**) oppure quello del cronometro B (cioè quello dei **tempi parziali**).

S4 = deviatore per inserire o disinserire la memoria.

Senza memoria vedremo i display conteggiare progressivamente il tempo con la memoria invece, ogni volta che agiremo sul pulsante di split vedremo apparire un nuovo tempo parziale o totale a seconda di come è spostato S3 e tale tempo rimarrà fermo sui display.

P1 = pulsante di START-STOP; serve per far partire e per arrestare contemporaneamente i due cronometri.

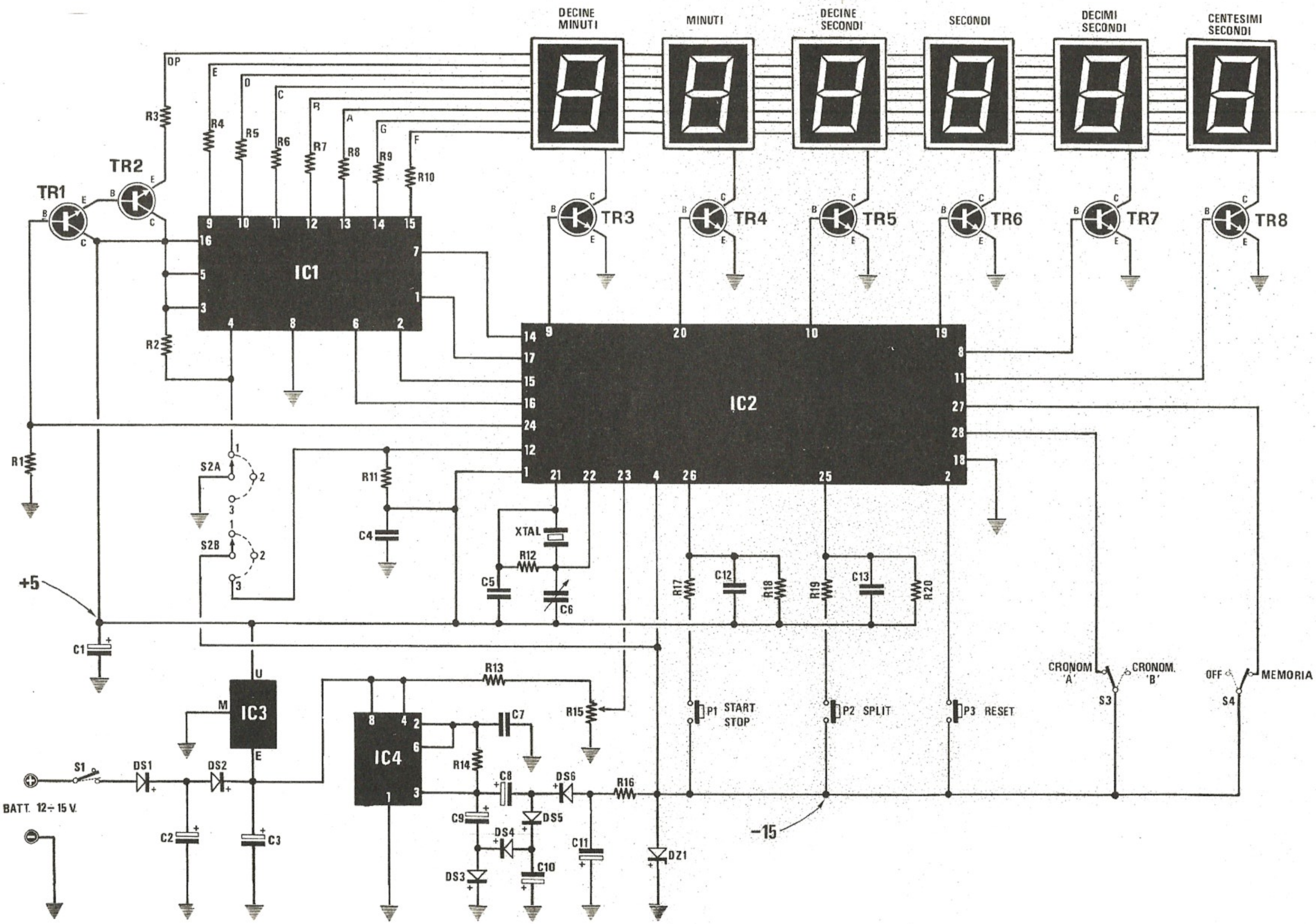
P2 = pulsante di SPLIT; è in pratica il pulsante che ci permette di ottenere i tempi **parziali** in quanto ogni volta che lo si pigia il cronometro B riprende il suo conteggio da ZERO.

P3 = pulsante di RESET; pigiando tale pulsante tutti e due i contatori si azzerano. Da notare però che esso **può agire solo dopo che è stato pigiato lo STOP,** cioè se noi lo pigiassimo involontariamente durante il conteggio oppure anche dopo aver pigiato lo SPLIT, non accadrebbe un bel nulla dal momento che finché non è stato pigiato lo STOP esso risulta inibito.

Premesso questo, possiamo passare ad analizzare uno per uno i quattro modi di funzionamento principali di questo cronometro.

S3 in posizione A
S4 in posizione OFF

Su questa posizione, pigiando una prima volta il pulsante START-STOP, i due cronometri A e B partono contemporaneamente e sui display si vedono scorrere i numeri del contatore A.


DECINE MINUTI
MINUTI
DECINE SECONDI
SECONDI
DECIMI SECONDI
CENTESIMI SECONDI
TR1
TR2
TR3
TR4
TR5
TR6
TR7
TR8
IC1
IC2
IC3
IC4
S2A
S2B
XTAL
+5
-15
CRONOM 'A'
CRONOM. 'B'
S3
OFF
MEMORIA
S4
P1 START STOP
P2 SPLIT
P3 RESET
BATT. 12÷15 V.
S1
DS1
DS2
DS3
DS4
DS5
DS6
DZ1

R1 = 220.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
R3 = 39 ohm 1/4 watt
R4 = 27 ohm 1/4 watt
R5 = 27 ohm 1/4 watt
R6 = 27 ohm 1/4 watt
R7 = 27 ohm 1/4 watt
R8 = 27 ohm 1/4 watt
R9 = 27 ohm 1/4 watt
R10 = 27 ohm 1/4 watt
R11 = 100.000 ohm 1/4 watt
R12 = 10 megaohm 1/4 watt
R13 = 18.000 ohm 1/4 watt
R14 = 22.000 ohm 1/4 watt
R15 = 10.000 ohm trimmer
R16 = 150 ohm 1/4 watt
R17 = 1.000 ohm 1/4 watt
R18 = 22.000 ohm 1/4 watt
R19 = 1.000 ohm 1/4 watt
R20 = 22.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C2 = 470 mF elettrolitico 16 volt
C3 = 470 mF elettrolitico 16 volt
C4 = 100.000 pF ceramico
C5 = 33 pF ceramico
C6 = 6-25 pF compensatore ceramico
C7 = 680 pF ceramico
C8 = 4,7 mF elettrolitico 40 volt
C9 = 4,7 mF elettrolitico 40 volt
C10 = 4,7 mF elettrolitico 40 volt
C11 = 4,7 mF elettrolitico 40 volt
C12 = 100.000 pF ceramico
C13 = 100.000 pF ceramico
DS1 = diodo al silicio 1N4007
DS2 = diodo al silicio 1N4007
DS3 = diodo al silicio 1N4148
DS4 = diodo al silicio 1N4148
DS5 = diodo al silicio 1N4148
DS6 = diodo al silicio 1N4148
DZ1 = diodo zener 15 volt 1/2 Watt
TR1 = transistor NPN tipo BC337
TR2 = transistor NPN tipo BC337
TR3 = transistor NPN tipo BC337
TR4 = transistor NPN tipo BC337
TR5 = transistor NPN tipo BC337
TR6 = transistor NPN tipo BC337
TR7 = transistor NPN tipo BC337
TR8 = transistor NPN tipo BC337
IC1 = integrato tipo 74C48
IC2 = integrato tipo DF213
IC3 = integrato tipo uA7805
IC4 = integrato tipo NE555
S1 = S1 = interruttore di rete
S2A-S2B = commutatore 2 vie 3 posizioni
S3 = deviatore
S4 = deviatore
XTAL = quarzo da 3.276.800 Hz
N.6 display tipo FND500

Pigiando una seconda volta il pulsante START-STOP i due cronometri A e B si fermano e sui display rimane memorizzato il tempo del contatore A (spostando S3 su B si vede lo stesso tempo).

Ripigiando lo START-STOP i due cronometri A-B riprendono il loro conteggio da dove si erano fermati, cioè se si erano fermati ad esempio su 10.30; 47 e siamo rimasti fermi per 5 minuti, ripartiranno da 10.30; 47 **senza addizionare** i 5 minuti di intervallo.

Se una volta fatti partire i due cronometri A-B con il comando START-STOP si pigia il pulsante di SPLIT, si verificano le seguenti condizioni:

1°) sui display rimane visualizzato il tempo del contatore A corrispondente all'istante in cui si è pigiato lo SPLIT.

2°) il contatore B si azzera automaticamente e riprende il suo conteggio daccapo per rilevare un tempo parziale mentre il contatore A continua indisturbato a conteggiare il tempo totale.

3°) ripigiando lo SPLIT ad esempio dopo 5 minuti, i display tornano a visualizzare l'uscita corrente del contatore A (il quale nel frattempo ha continuato il suo conteggio), pertanto se ci eravamo fermati ad esempio su 10.30.; 47, il conteggio riprenderà (addizionando i 5 da 10.35; 47 poi 10.35; 48 e così via, cioè si addizioneranno automaticamente i minuti di sosta all'ultimo tempo visualizzato e si torneranno a veder scorrere sui display i numeri di A.

4°) pigiando ancora lo SPLIT si ritorneranno ad avere le condizioni 1 e 2 cioè sui display rimarrà visualizzato il tempo del contatore A corrispondente all'istante in cui si è pigiato lo SPLIT ed il contatore B riprenderà il suo conteggio da ZERO.

Alla fine, quando pigieremo lo STOP, sui display rimarrà visualizzato il tempo del contatore A (cioè il **tempo totale**), però spostando S3 in posizione B potremo leggere anche l'ultimo tempo parziale conteggiato da B.

A questo punto crediamo che molti di voi avranno già trovato una possibile applicazione per questo tipo di funzionamento.

Pensate ad esempio ad una gara di sci come quelle che vengono teletrasmesse nei mesi invernali dalla televisione.

Quando l'atleta esce dal cancelletto e si butta a capofitto lungo la discesa voi pigierete il pulsante di START ed immediatamente vedrete i secondi scorrere sui display.

Raggiunto il primo punto di riferimento (ad esempio una curva o un albero posto lungo il persorso) potrete pigiare lo SPLIT per vedere

il tempo impiegato dall'atleta e confrontarlo con altri tempi parziali.

Una volta che vi sarete segnato su un foglio questo tempo potrete pigiare di nuovo lo SPLIT ed immediatamente vedrete addizionarsi al tempo precedente il tempo di pausa, non solo ma vedrete anche che i numeri torneranno a scorrere sui display.

Inutile dire che ad un secondo punto di riferimento potrete ripetere la stessa operazione ed operare gli stessi ragguagli.

Quando l'atleta taglierà finalmente il traguardo (ammesso che ci arrivi e che non « voli » fuori pista) pigierete lo STOP.

Così facendo potrete non solo rilevare il tempo totale che esso ha impiegato a compiere tutta la discesa ma potrete anche, spostando il deviatore S3 in posizione B, vedere quanto ha impiegato a coprire l'ultimo tratto di percorso e fare così dei paragoni fra i vari atleti, cioè vedere ad esempio quello che va meglio nei tratti a forte pendio oppure quello che va meglio nei tratti di falsopiano.

S3 in posizione A
S4 in posizione MEMORIA

Su questa posizione, pigiando una prima volta il pulsante START-STOP avviene esattamente come nel caso precedente, cioè i due contatori A-B partono entrambi però sui display viene visualizzata solo l'uscita di A.

Pigiando una seconda volta il pulsante START-STOP i due contatori si fermano senza azzerarsi e sui display rimane visualizzato l'ultimo tempo di A.

Ripigiando ancora lo START-STOP i contatori ripartono da dove si erano fermati ed i display visualizzano ancora l'uscita di A, senza addizionare il tempo di sosta.

Anche quando si pigia una prima volta il pulsante di SPLIT gli effetti sono analoghi alla posizione precedente, cioè sui display rimane memorizzato il contenuto del timer A corrispondente all'istante in cui abbiamo pigiato lo SPLIT, il timer B riprende il suo conteggio da ZERO mentre il timer A continua il suo conteggio senza fermarsi.

Quando però pigiamo una seconda volta lo SPLIT si verificheranno le seguenti condizioni:
1°) i display, anziché riprendere a seguire l'uscita corrente del contatore A, visualizzeranno il contenuto di quest'ultimo corrispondente all'istante in cui è stato pigiato il pulsante, cioè in pratica sommeranno il tempo precedente al tempo di pausa.
2°) Il contatore B riprenderà il suo conteggio ancora dallo ZERO.
3°) Il contatore A invece seguiterà ad avanzare cosicché quando pigieremo nuovamente lo SPLIT verrà visualizzato il nuovo tempo totale.

Anche in questo caso, poiché il contatore B si azzera ogniqualvolta viene premuto lo SPLIT possiamo usare il cronometro per rilevare tempi totali oppure parziali (in quest'ultimo caso basterà ruotare S3 in posizione 3 oppure 4).

S3 in posizione B
S4 in posizione OFF

Questo tipo di funzionamento si differenzia sostanzialmente dai precedenti per il fatto che dopo che è stato premuto una prima volta il pulsante START-STOP, i display, anziché visualizzare l'uscita del timer A, visualizzano quella di B.

Pigiando una seconda volta il pulsante START-STOP, i due contatori si fermano e sui display rimane visualizzata l'uscita di B.

Ripigiando ancora lo START-STOP i due contatori ripartono dal punto in cui si erano fermati (senza sommare il tempo di pausa) e sui display compare ancora l'uscita corrente di B.

Se a questo punto pigiamo lo SPLIT sui display rimane visualizzato l'ultimo tempo conteggiato da B contemporaneamente il timer B stesso riprende il suo conteggio da ZERO.

Il timer A invece prosegue a conteggiare il tempo totale che noi potremo visualizzare spostando S3 in posizione 1 oppure 2.

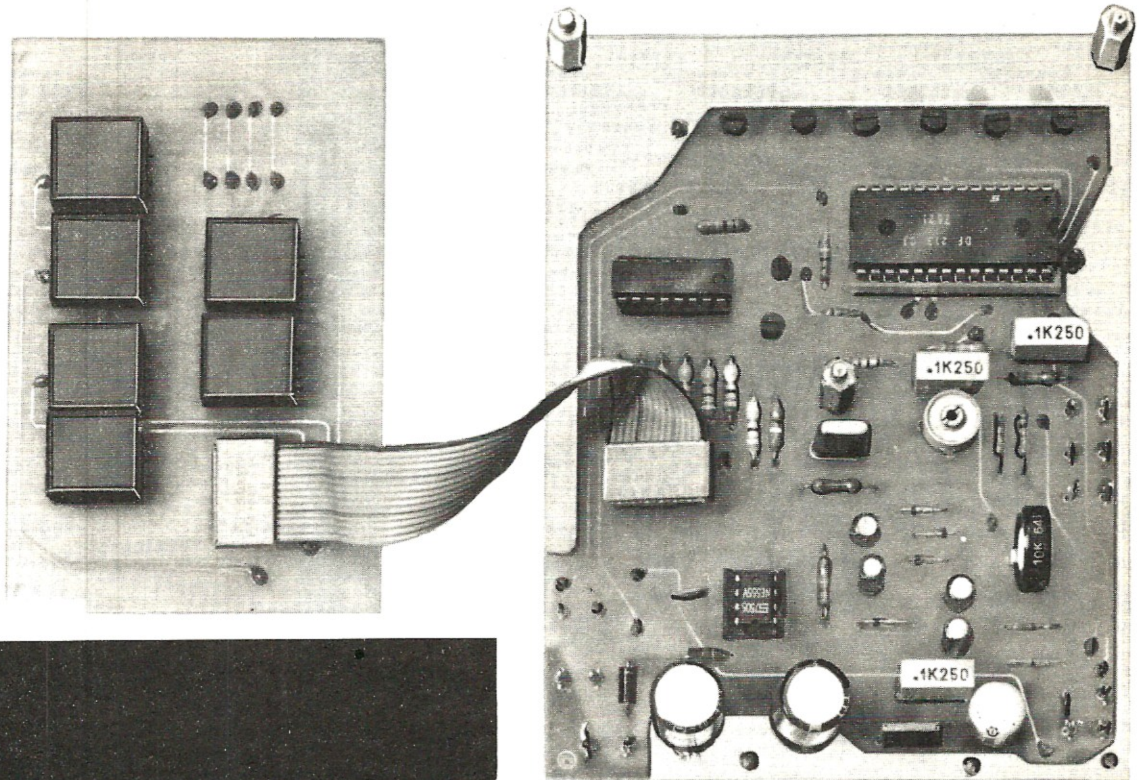
Pigiando una seconda volta lo SPLIT, i display tornano a mostrare l'uscita corrente del timer B.

Ripigiando ancora lo SPLIT sui display torna a rimanere memorizzato l'ultimo tempo di B il quale automaticamente si azzera e riprende il suo conteggio daccapo.

Quest'ultimo tipo di funzionamento si addice particolarmente ad una gara di staffetta in cui si vogliano cronometrare i tempi parziali dei vari concorrenti ed il tempo totale della squadra.

Infatti, alla partenza del primo concorrente, pigieremo lo START ed immediatamente vedremo scorrere il tempo sui display.

Quando questo concorrente termina la sua frazione pigieremo lo SPLIT cosicché si verrà visualizzato il tempo da esso impiegato e contem-



Nella foto i due telai che compongono il nostro cronometro visti separati per far vedere i componenti posti nel circuito sottostante. Si noti la piattina flessibile che congiunge i due circuiti.

poraneamente il timer B inizierà a cronometrare il secondo.

Pigiando nuovamente lo SPLIT noi vedremo infatti il tempo di questo secondo concorrente « scorrere » sotto i nostri occhi sui display.

Quando anche il secondo concorrente terminerà la sua frazione pigieremo nuovamente lo SPLIT in modo che ci venga visualizzato il suo tempo e contemporaneamente che il contatore B inizi a cronometrare il terzo.

Alla fine dell'ultima frazione, sarà sufficiente premere lo STOP ed in tal caso otterremo le seguenti condizioni:

1°) sui display potremo leggere il tempo impiegato dall'ultimo concorrente;
2°) ruotando S3 in posizione 1 o 2 potremo leggere il tempo impiegato da tutta la squadra complessivamente.

S3 in posizione B
S4 in posizione MEMORIA

Anche in quest'ultimo caso, pigiando una prima volta il pulsante START-STOP, i due contatori partiranno contemporaneamente e sui display si vedrà scorrere il tempo di B.

Pigiando una seconda volta lo START-STOP i due contatori si arresteranno e sui display rimarrà fisso il contenuto di B.

Pigiando ancora lo START-STOP sia A che B ripartiranno da dove si erano fermati ed i display visualizzeranno l'uscita corrente di B.

A questo punto però se noi pigieremo il pulsante di SPLIT potremo ottenere quanto segue:

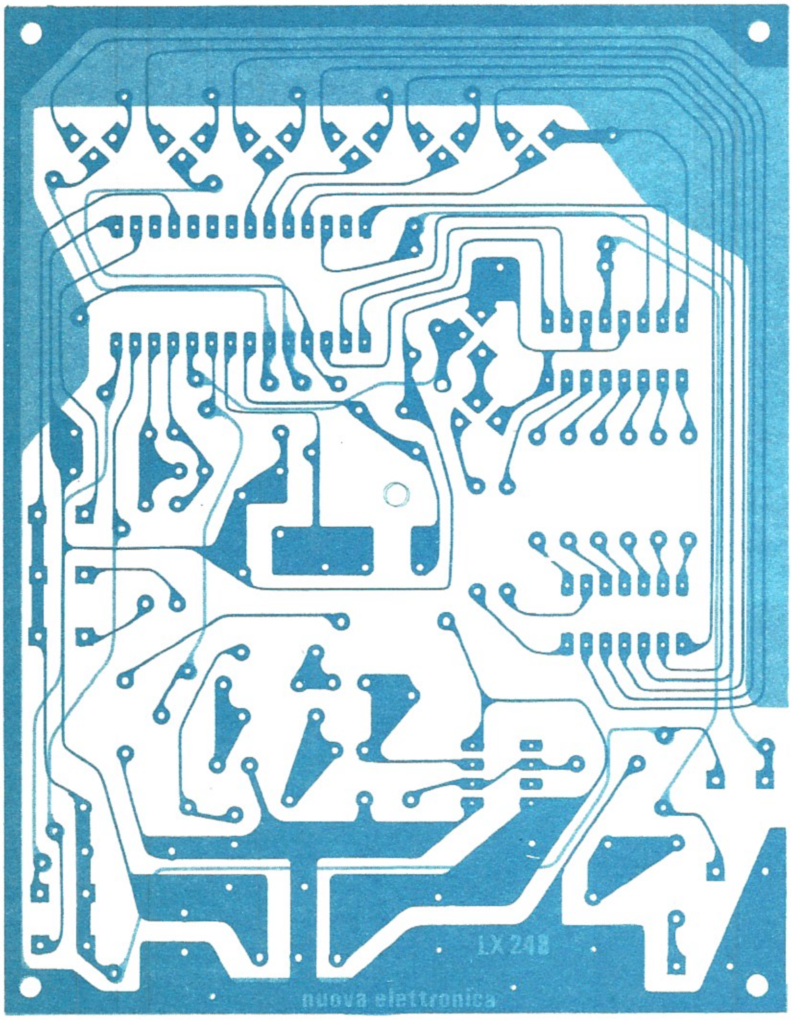


Fig. 3 Disegno del circuito stampato LX248 a grandezza naturale. Il circuito come si noterà è a doppia faccia, e viene fornito già forato.

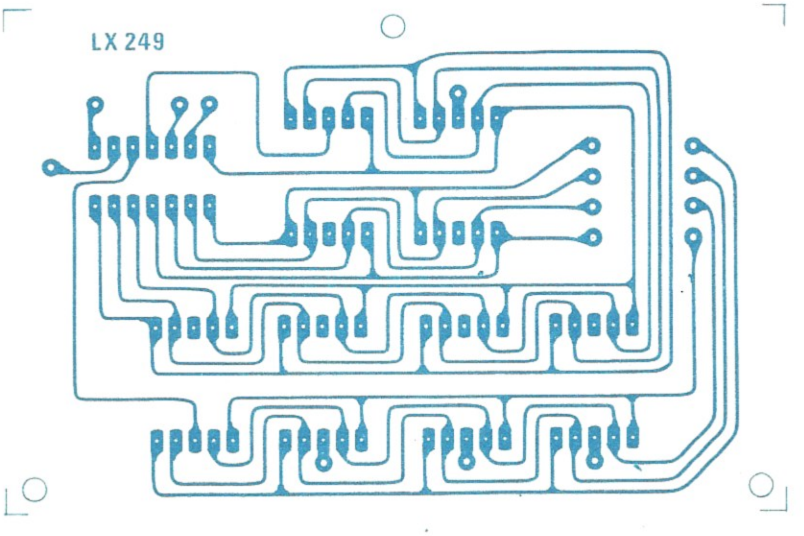


Fig. 4 Circuito stampato a grandezza naturale LX249 necessario per ricevere i display FND.500 o altri equivalenti.

1°) Sul display rimane fisso l'ultimo tempo conteggiato da B.
2°) Il timer B stesso si azzera automaticamente e riprende il suo conteggio daccapo mentre il timer A prosegue a cronometrare il tempo totale.

Anche quest'ultimo tipo di funzionamento si addice particolarmente ad una gara di staffetta soprattutto se questa avviene su frazioni molto brevi come potrebbe essere ad esempio una 4 x 100 di altetica leggera.

In tai caso, alla partenza del primo frazionista, pigieremo lo START-STOP in modo da avviare il cronometro.

Quando questo finisce il suo percorso, cioè consegna il testimone al compagno successivo, pigieremo lo SPLIT per rilevare il tempo parziale.

Analogamente quando il secondo concorrente taglia il traguardo pigieremo sempre lo SPLIT per rilevare anche il suo tempo e così faremo pure con il terzo.

Quando invece taglierà il riquadro il quarto, dovremo pigiare necessariamente lo STOP in modo da bloccare entrambi i contatori.

Così facendo, sulla posizione 3 e 4 di S3 leggeremo il tempo impiegato da quest'ultimo frazionista, mentre sulle posizioni 1 e 2 leggeremo il tempo complessivo della squadra.

Importante ricordare che il comando di SPLIT azzera sempre il timer B, cioè quello che serve per i **tempi parziali,** mentre lo STOP blocca entrambi i contatori senza azzerarli.

Per azzerare entrambi i contatori contemporaneamente è necessario, come già anticipato, premere prima lo STOP e poi il RESET.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro cronometro sportivo è visibile in fig. 2 e si compone essenzialmente di un integrato tipo DF.213, della relativa decodifica tipo 74C48 (IC1), di un integrato tipo uA.7805 (IC3) utile ad ottenere i 5 volt positivi e di un integrato tipo NE.555 (IC4) che invece viene sfruttato per ottenere i 15 volt negativi.

Il cuore di tutto è logicamente l'integrato DF.213, un MOS a canale P progettato appositamente per costituire il cuore di un cronometro digitale molto versatile e preciso.

In pratica per ottenere da esso un cronometro digitale completo è necessario aggiungergli pochissimi componenti esterni, quali un quarzo da 3.276.800 Hz per la base dei tempi, alcuni filtri atti ad annullare i rimbalzi dei pulsanti di comando, alcuni commutatori utili ad impostare i vari modi di funzionamento ed infine i 6 display con i relativi circuiti di pilotaggio.

Tale integrato viene costruito dalla Siliconix e viene fornito nella versione dual-in-line a 28 piedini.

In fig. 1 troverete le connessioni dei piedini di questo integrato e osservarne lo schema a blocchi del suo interno.

Come noterete esso si compone essenzialmente di uno stadio oscillatore sul quale andrà applicato esternamente un quarzo da 3.276.800 Hz fra i piedini 21 e 22 e da dei divisori utili ad ottenere le frequenze necessarie a pilotare i vari stadi.

Il primo di questi divisori **divide x 256,** pertanto in uscita da questo stadio otterremo una frequenza di 12.800 Hz, infatti:

3.276.800 : 256 = 12.800 Hz

Tale frequenza (che potrà essere misurata con un frequenzimetro sul piedino 13 dell'integrato) viene successivamente **divisa x 4 e x 6,** ottenendo così una frequenza di:

(12.800 : 4) : 6 = 533,3 Hz

che verrà sfruttata come frequenza di scansione dei display in multiplexer.

La stessa frequenza dei 12.800 Hz viene inoltre divisa con un'altra catena di **divisori successivamente x 16 e x 8** in modo da ottenere:

(12.800 : 16) : 8 = 100 Hz

che verranno sfruttati come « base dei tempi » per pilotare i due contatori A e B, visibili in basso nello schema.

Tali contatori, come abbiamo detto, sono uno indipendente dall'altro e poiché la base dei tempi risulta di 100 Hz è ovvio che sono in grado di conteggiare entrambi fino al **centesimo di secondo.**

Tutte le operazioni (START-STOP-RESET-MEMORIA-SPLIT) avvengono sotto il controllo di una specie di minicomputer, da noi indicato nello schema con la dicitura CONTROLLO LOGICO DIGITALE, il quale abilità in perfetto sincronismo i vari display, blocca il conteggio di entrambi i contatori quando viene premuto il pulsante di STOP, azzera i contatori se dopo lo STOP viene premuto il RESET, consente di visualizzare l'uscita del timer A oppure del timer B a seconda di come spostiamo S3 ecc. ecc.

Troviamo inoltre un circuito di controllo del « duty-cicle » il quale serve essenzialmente per risparmiare corrente (cosa molto utile soprattutto se si alimenta il cronometro con una pila) in

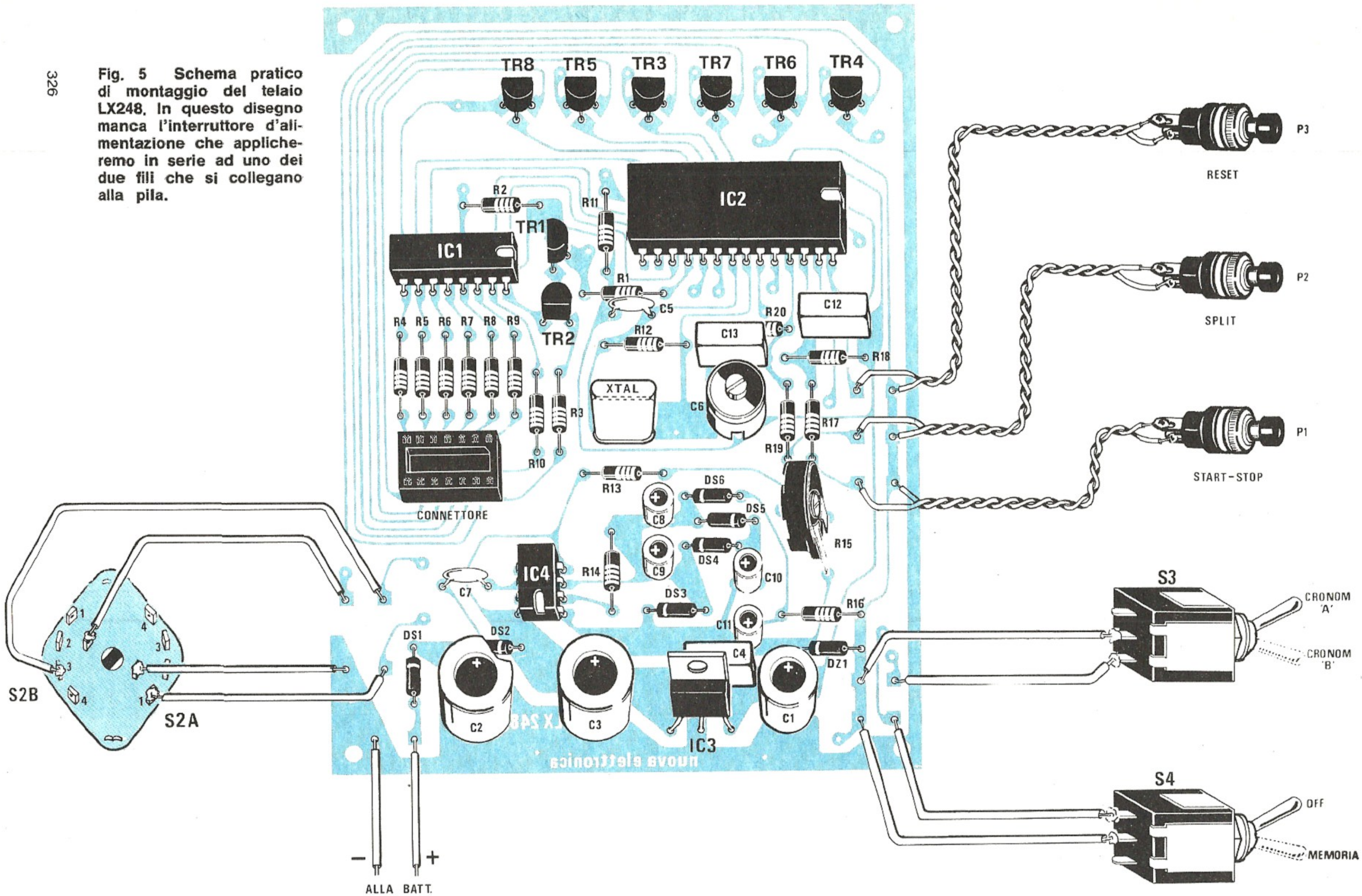


Fig. 5 Schema pratico di montaggio del telaio LX248. In questo disegno manca l'interruttore d'alimentazione che applicheremo in serie ad uno dei due fili che si collegano alla pila.

quanto consente di ridurre il tempo in cui ciascun display rimane acceso durante il ciclo di multiplexing (c'è anche la possibilità di mantenere spenti tutti i display durante il conteggio e di accenderli solo quando si vuole vedere il tempo).

Infine è presente un circuito che ci indica, facendo lampeggiare i punti sui display, quando la batteria è scarica oppure la tensione di alimentazione è inferiore a quanto richiesto per un buon funzionamento dell'integrato.

Come potrete osservare nel nostro circuito è stato aggiunto, in serie al quarzo, il compensatore C6 il quale servirà per correggere eventuali piccole tolleranze del quarzo stesso (è noto infatti che anche se sul suo involucro c'è scritto 3.276,8 KHz, ben difficilmente quest'ultimo oscillerà esattamente a 3.276.800 Hz, anzi sarà più facile che oscilli ad esempio a 3.267.797 Hz oppure a 3.267.805 Hz).

Regolando tale compensatore ed applicando la sonda del frequenzimetro fra il piedino 13 e la massa noi dovremo leggere esattamente 12.800 Hz.

Grazie a questo compensatore noi avremo la possibilità di ottenere dal cronometro una precisione assoluta, cosa questa estremamente importante se lo vorremo utilizzare per gare sportive.

Poiché sulle uscite dell'integrato DF.213 (piedini 9-20-10-19-8-11) non è disponibile una corrente sufficiente a pilotare i display, si è reso necessario impiegare per questa funzione dei transistor di tipo BC337.

Le uscite A-B-C-D (piedini 14-17-15-16) risultano invece direttamente collegate ai corrispondenti ingressi della decodifica IC1 (di tipo 74C48).

Le uscite di questa decodifica (piedini 9-10-11-12-13-14-15) alimentano ciascuna lo stesso segmento di tutti e sei i display e precisamente il piedino 13 alimenta il segmento A, il piedino 12 il segmento B, il piedino 11 il segmento C, il piedino 10 il segmento D, il piedino 9 il segmento E e il piedino 15 il segmento F.

In altre parole, se i catodi di tutti i display fossero collegati a massa contemporaneamente, noi vedremmo accendersi lo stesso numero contemporaneamente su tutti e 6 i display.

Dal momento invece che si utilizza il sistema multiplexer, cioè solo un catodo alla volta viene cortocircuitato a massa dal relativo transistor, il numero comparirà solo sul display che gli compete.

I transistor vengono abilitati nel seguente ordine: TR8-TR6-TR4-TR7-TR5-TR3 e poiché questa rotazione avviene ad una velocità di 533 Hz, noi vediamo tutti i display accesi contemporaneamente, anche se in realtà se ne accende uno solo per volta.

Questa tecnica è nota a tutti col nome di **multiplexing.**

L'integrato DF.213 consente inoltre, come abbiamo già anticipato, di ridurre ulteriormente questo assorbimento riducendo il periodo di tempo in cui ogni display rimane acceso (naturalmente in questo modo diminuisce la luminosità).

Questa funzione nel nostro circuito si ottiene tramite il commutatore rotativo S2A/S2B.

In particolare, sulla posizione 1 di questo commutatore noi avremo tutti i display spenti (dato che il piedino 4 della decodifica, cioè l'RBO, viene collegato a massa), sulla posizione 2 avremo la massima luminosità (poiché il piedino 12 di IC2 è collegato, tramite R11, ai 5 volt positivi) e sulla posizione 3 avremo luminosità ridotta (in quanto il piedino 12 di IC2 è questa volta collegato ai 15 volt negativi).

Come avviene la riduzione della luminosità è presto detto: supponiamo ad esempio che per esplorare tutti i 6 display l'integrato impieghi 60 millisecondi (questi numeri hanno solo uno scopo illustrativo e non trovano riscontro nella realtà); questo significa che ogni uscita verrà abilitata per

60 : 6 = 10 millisecondi

e rimarrà ovviamente interdetta per

60 — 10 = 50 millisecondi

L'integrato tuttavia, anche in condizioni normali (cioè di massima luminosità), provvede già a diminuire questo intervallo di accensione di un buon 80%, cosicché ogni display, anziché rimanere accesso per 10 millisecondi e spento per 50 millisecondi, in pratica rimane acceso solo 2 millisecondi, poi si hanno 8 millisecondi in cui tutti i display rimangono spenti, 2 millisecondi in cui si accende il display successivo, altri 8 millisecondi di spegnimento totale e così via.

Quando noi colleghiamo il piedino 12 all'alimentazione negativa, questo intervallo di accensione viene ulteriormente ridotto dall'integrato, portandolo ad esempio ad 1 solo millisecondo, ed in tal modo, dimezzandosi o quasi la corrente media che attraversa il display, anche la sua luminosità diminuisce in proporzione.

I pulsanti sono applicati rispettivamente al piedino 26 (quello di START/STOP), al piedino 25 (quello di SPLIT) ed al piedino 2 (quello di RESET).

Su ognuno di essi, tranne ovviamente quello

di reset, troviamo un **filtro antidisturbo** costituito da 2 resistenze e un condensatore (R17-R18-C12 per P1 e R19-R20-C13 per P2) onde eliminare gli effetti nocivi dovuti ai « rimbalzi » del pulsante stesso quando viene premuto.

Se noi collegassimo direttamente il pulsante al piedino dell'integrato, potrebbe infatti verificarsi il caso di ottenere ad esempio uno STOP e subito dopo uno START perché il pulsante rimbalzando ha aperto e chiuso il contatto per un brevissimo istante.

È ovvio che questo non deve accadere perché altrimenti potremmo non avere il tempo materiale di leggere i secondi cronometrati.

I deviatori S3 e S4 che troviamo applicati sui piedini 27 e 28 dell'integrato servono per ottenere i quattro diversi modo di funzionamento SPLIT riportati precedentemente nel paragrafo relativo all'integrato DF.213, quindi ora non staremo a ripetervi quanto già detto.

Per alimentare il circuito si richiede una tensione continua di 11-15 volt che potrà essere prelevata da un alimentatore stabilizzato, da una batteria per automobile oppure da tre pile piatte da 4,5 volt collegate in serie.

Nel caso si utilizzi la batteria (cioè si voglia installare il circuito su una automobile), il filtro d'ingresso costituito da DS1-DS2-C2-C3 sarà utilissimo per eliminare tutti gli impulsi spuri e le sovratensioni tipiche dell'impianto elettrico di una autovettura che potrebbero alterare il funzionamento del cronometro, se non addirittura metterlo fuori uso.

Se invece si vorranno utilizzare le pile, si dovrà necessariamente cortocircuitare i due diodi DS1 e DS2 in modo da eliminare la caduta di 1,2 volt da essi introdotta.

Per ottenere, dagli 11-15 volt applicati in ingresso, i 5 volt positivi necessari ad alimentare IC1, il piedino 1 di IC2 ed i transistor TR1 e TR2, si utilizza un normalissimo integrato stabilizzatore tipo uA.7805 (indicato nello schema con la sigla IC3), in quanto l'assorbimento massimo di questo ramo risulta essere di circa 300 milliampère (naturalmente, spegnendo i display, questo valore scende fino a circa 50 milliampère).

Per ottenere invece i 15 volt negativi si utilizza un oscillatore astabile ad onda quadra costituito da un integrato tipo NE.555 (IC4), seguito da un moltiplicatore di tensione composto dai diodi DS3-DS4-DS5-DS6 e dai condensatori C8-C9-C10-C11 le cui capacità sono state ottimizzate in via sperimentale.

Il gruppo R16-DZ1 serve a limitare la tensione

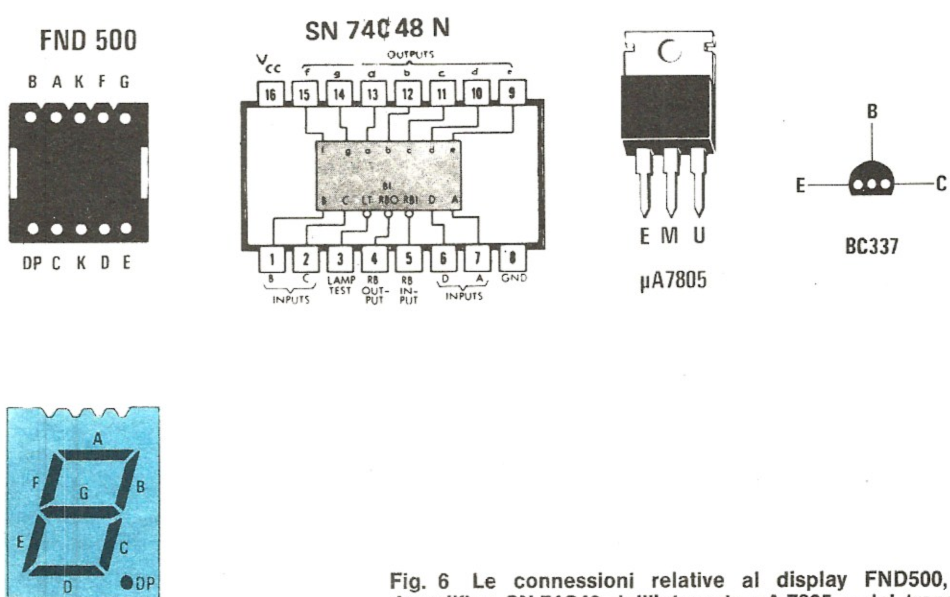


Fig. 6 Le connessioni relative al display FND500, alla decodifica SN.74C48 dell'integrato uA.7805 e del transistor BC337, visto dal lato in cui fuoriescono i terminali dal corpo.

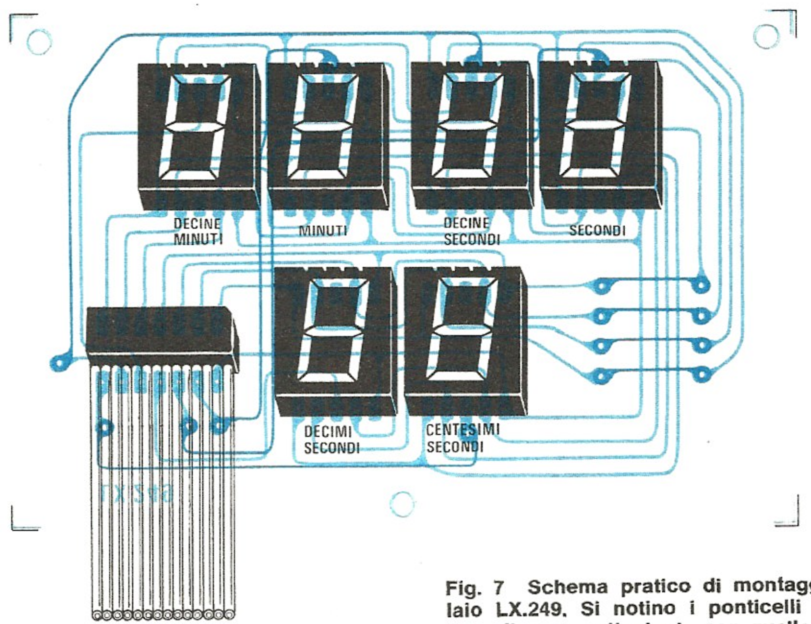


Fig. 7 Schema pratico di montaggio del telaio LX.249. Si notino i ponticelli che collegano il rame sottostante con quello superiore.

così ottenuta in modo che non risulti mai superiore ai 15 volt.

La resistenza R13 ed il trimmer R15 servono a fornire all'integrato quella tensione di trasferimento mediante la quale esso riesce a stabilire se le pile sono scariche.

Infatti quando la tensione sul piedino 23 di IC2 scende al di sotto del valore da noi determinato in fase di taratura come « livello di guardia », sul piedino 24 compare un segnale ad onda quadra che pilotando la base dei transistor TR1, fa lampeggiare i punti decimali su tutti i display. L'assorbimento totale del ramo negativo di alimentazione non supera i 20-25 milliampère.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per realizzare questo cronometro sportivo sono necessari, come avrete già rilevato dalla foto del nostro prototipo, due circuiti stampati entrambi a doppia faccia: il primo di questi, siglato LX248 servirà per accogliere gli integrati, i transistor e tutti i componenti ad essi collegati (tranne i pulsanti ed i commutatori), mentre il secondo, siglato LX249 servirà per accogliere i soli display e dovrà essere applicato, come vedremo, al di sopra del primo utilizzando gli appositi distanziali.

Prima di montare qualsiasi componente su di essi, ricordatevi però di effettuare tutti ponticelli di collegamento fra le piste superiori ed inferiori mediante degli spezzoni di filo di rame non smaltato che salderete su entrambe le facce dello stampato.

È importantissimo non tralasciare nessuno di questi ponticelli (attenzione soprattutto a quello che si trovano sulla pista di massa nel telaio LX248, che sbadatamente potrebbero anche non essere visti) poiché altrimenti qualche componente rimarrà senza alimentazione ed il circuito ovviamente non potrà funzionare, oppure funzionerà solo in modo parziale.

Quindi prima di procedere, assicuratevi di aver eseguito per intero il vostro compito, eventualmente osservando lo stampato su entrambe le facce (per evitare che vi sia sfuggito un ponticello) e controllando con un tester che fra le piste che avete unito vi sia effettivamente un cortocircuito.

Completata questa operazione, potrete iniziare a stagnare sul circuito stampato LX248 le varie resistenze facendo bene attenzione a non sbagliarvi con il codice dei colori riportato sul loro involucro.

Spesso infatti un rosso sbiadito viene confuso

con un arancione, l'arancione con il marron, l'azzurro con il grigio e così via, quindi per avere la certezza di non montare un componente al posto di un altro, controllate in questi casi la resistenza con un ohmetro prima di inserirla sullo stampato.

Proseguite quindi con i diodi (anche per questi, sembra incredibile dirlo, c'è ancora chi li monta alla rovescia...), poi inserite i transistor (facendo attenzione a non scambiare fra di loro i terminali), i condensatori e gli zoccoli per gli integrati e per il quarzo.

L'integrato uA.7805 (IC3) andrà montato con la sua parte metallica rivolta verso l'interno della basetta e qualora si voglia utilizzare il circuito alla massima luminosità alimentandolo con 15 volt, sarà bene dotarlo di una piccola aletta di raffreddamento ricavata ad esempio da un ritaglio di lamierino, oppure fissarlo direttamente sulla parete del contenitore, se questo risulta metallico, in modo da consentirgli di dissipare i 2-3 watt di calore generati in questo caso.

Anche nel rettangolino che si trova a metà strada fra il quarzo e l'integrato IC4 applicheremo uno zoccolo a 7 + 7 piedini il quale ci servirà come connettore per il cavetto a 14 fili necessario per collegare fra di loro i due telai del cronometro.

A questo punto potremo effettuare i collegamenti con i due deviatori S3-S4.

I tre pulsanti (quello dello STAR/STOP, quello dello SPLIT e quello del RESET) andranno applicati di fianco alla resistenza R17 e per distinguerli più facilmente, potremo ad esempio utilizzarne due rossi ed uno nero (quello del RESET).

Potremo quindi inserire gli integrati sugli zoccoli facendo attenzione che la tacca di riferimento presente sul loro involucro risulti rivolta come disegnato sulla serigrafia, dopodiché passeremo a completare il telaio LX249, sul quale avremo già effettuato i necessari ponticelli.

Su questo telaio, come abbiamo già anticipato, trovano posto i 6 display (i due in basso sono quelli dei decimi di secondo e dei centesimi di secondo), inoltre dovremo applicare in basso sulla sinistra lo zoccolo (sempre a 14 piedini) necessario per il connettore a striscia.

I display invece li fisseremo direttamente sullo stampato (senza alcuno zoccolo) con la parte zigrinata rivolta verso l'alto.

Completata anche questa operazione, prenderemo i tre distanziali che si trovano nel kit e li fisseremo due agli angoli in alto dello stampato LX248, ed uno nel foro che si trova fra il quarzo e la resistenza R12.

Applicheremo poi su questi distanziali il telaio LX249, dei display e lo fisseremo ad essi mediante tre dadi.

A questo punto potremo collegare le due piastre tramite l'apposito connettore (vedi foto) e finalmente potremo fornire tensione.

S così facendo comparissero dei numeri casuali, sarà sufficiente pigiare il pulsante di reset per azzerare il tutto.

Se invece noterete che i punti lampeggiano, non dovrete preoccuparvi in quanto questo è dovuto al fatto che il trimmer R15 non risulta ancora tarato.

TARATURA

I componenti variabili di questo cronometro sono solo due e precisamente il compensatore C6 ed il trimmer R15.

Il compensatore, come abbiamo detto, serve per correggere di pochi Hz la frequenza generata dal quarzo in modo da ottenere dal cronometro una precisione assoluta e proprio per questo, per la sua tratura, è necessario utilizzare uno strumento altamente preciso come lo è un frequenzimetro digitale.

In possesso di tale strumento, applicheremo la sua sonda sul piedino 13 dell'integrato IC2 ed in tal modo sulle nixie dovremo leggere 12.800 Hz.

Se invece leggessimo 12798 Hz oppure 12.803 Hz, dovremo agire su tale compensatore fino a leggere esattamente 12 800 Hz.

Se poi anche ruotando tale compensatore non si riesce ad ottenere il valore di frequenza desiderato, significa che il condensatore C5 ha un valore troppo diverso dal richiesto quindi occorrerà sostituirlo.

Qualora non si disponesse di un frequenzimetro per misurare la frequenza generata dal quarzo, si potrà ruotare il compensatore C6 a metà strada (cioè né troppo stretto, né troppo lento), poi controllare i tempi con un cronometro, ed in seguito correggere i tempi agendo su C6.

Potremo quindi passare al trimmer R15 il quale serve per fornire la soglia di tensione al di sotto della quale i punti digitali dovranno iniziare a lampeggiare per indicarsi che le pile sono scariche.

A tale proposito ci anticipiamo che il circuito può considerarsi a « livello di guardia » quando sull'entrata di IC3 sono presenti 11-12 volt.

Tenendo presente questo ci procureremo un

alimentatore stabilizzato e ne regoleremo l'uscita per una tensione di circa 12,5-13 volt quindi alimenteremo con esso il nostro circuito.

Prenderemo quindi un cacciavite e ruoteremo il cursore di R15 lentamente finché non vedremo lampeggiare i punti digitali sui display: a questo punto il trimmer può considerarsi tarato e non appena la tensione in ingresso scenderà al di sotto dei 12,5-13 volt, l'integrato ci avviserà del pericolo facendo lampeggiare i punti.

Se invece avessimo cortocircuitato i diodi DS1 e DS2 per utilizzare il cronometro alimentandolo a pile, dovremo tarare questo trimmer con 11,5-12 volt in ingresso perché in questo caso la tensione sull'entrata di IC3 è uguale a quella in ingresso (dato che non ci sono più i diodi a provocare una caduta di tensione).

Eseguita anche la taratura del trimmer R15, il circuito è pronto per funzionare, quindi potremo passare al collaudo.

Innanzitutto pigiate il pulsante di RESET: così facendo tutti i display superiori si dovranno spegnere, mentre sui due in basso compariranno due ZERO.

Pigiate allora il pulsante di START: sui display dovrete vedere scorrere velocemente i numeri proprio come avviene alla televisione durante una gara di sci o di atletica leggera.

Pigiando di nuovo il pulsante di START (che in questo caso sarebbe più giusto chiamare di STOP) i numeri si fermeranno e voi potrete leggere il tempo intercorso da quando avete pigiato lo START la prima volta, fino ad ora.

A questo punto avete tre alternative:

1) **pigiare il RESET:** in tal caso i display si azzerano come all'inizio ed il cronometro è pronto per partire di nuovo;

2) **pigiare di nuovo lo START:** così facendo il cronometro riparte da dove si era fermato e voi vedrete di nuovo scorrere il tempo sui display;

3) **pigiare il pulsante di SPLIT:** in questo caso non succede nulla.

Attenzione: il pulsante di SPLIT agisce solo dopo che è stato premuto lo START mentre non ha nessun effetto se viene premuto dopo lo STOP o prima dello START.

Se per caso il circuito non funzionasse, munitevi di un tester e controllate che nei punti chiave siano presenti le tensioni richieste.

In particolare dovrete rilevare 5 volt positivi sull'uscita dell'integrato IC3, sul piedino 1 di IC2, sul terminale positivo del condensatore C1 e sul collettore del transistor TR1, mentre dovrete rilevare 15 volt negativi (anche se sono solo 14 non fa nulla) sull'anodo dello zener DZ1, sul piedino 4 di IC2 e sul terminale centrale di S3A/S3B.

Se queste tensioni sono presenti solo in qualche punto e in altri no, significa che avete dimenticato qualche ponticello, quindi cercate dove manca ed effettuatelo immediatamente.

Se sullo zener DZ1, invece di rilevare 15 volt negativi, ne rilevassimo solo 0,6-0,7, significa che abbiamo invertito questo zener il quale si comporta adesso come un semplice diodo.

Se uno dei display non si accende il tutto potrebbe essere dovuto al transistor che lo pilota il quale risulta interrotto; se invece rimane sempre acceso, il transistor potrebbe essere in corto.

In altre parole non scoraggiatevi di fronte alla prima avversità, poiché altrimenti non potrete mai appartenere alla categoria dei veri hobbysti dell'elettronica, ma cercate con un minimo di ragionamento di arrivare a capire quali possono essere le cause che impediscono il regolare funzionamento del circuito.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il circuito stampato LX248 a doppia faccia già forato	L. 9.700
Il circuito stampato LX249 a doppia faccia già forato	L. 4.600
Il solo integrato DF213	L. 24.000
Tutto il materiale necessario alla realizzazione, cioè i due circuiti stampati, i 6 display, gli integrati (compreso il DF213) gli zoccoli, il quarzo speciale per l'integrato DF213, il connettore a 14 fili già completo di connettori agli estremi, tutti i pulsanti, il commutatore rotativo, quelli a levetta, tutte le resistenze, i condensatori elettrolitici, il ponte raddrizzatore, i transistor e integrato stabilizzatore	L. 94.700

I prezzi sopra riportati non comprendono le spese postali.

Affermando che un wattmetro di AF non è perfettamente idoneo per effettuare misure di potenza in AF sappiamo già che andremo incontro ad una valanga di critiche e tantissimi ci chiederanno perché allora si continuano a costruire questi strumenti.

In realtà vogliamo subito precisare che se si parla di wattmetri da 500-600 mila lire in su, allora una **sonda di carico** è senz'altro un palliativo ma poiché la maggioranza dei lettori dispone di wattmetri il cui costo è decisamente inferiore, le cose assumono un aspetto totalmente diverso. In fondo è un po' come la faccenda dei tester i quali continuano a venir prodotti e ad

Il motivo per cui si ottengono queste diverse letture non è da ricercarsi nel fatto che il voltmetro inserito non sia idoneo oppure che la sonda sia stata tarata male, bensì quasi sempre nel fatto che il cavo coassiale che collega il wattmetro al trasmettitore introduce degli errori soprattutto se l'impedenza d'uscita del trasmettitore non corrisponde a quella del wattmetro.

Tanto per fare un esempio, se noi avessimo un trasmettitore **perfettamente tarato** con un'impedenza d'uscita di 52 ohm e collegassimo a tale uscita una resistenza antiinduttiva da 52 ohm, misurando con un voltmetro la tensione presente su di essa (ovviamente dopo averla raddrizzata), rile-

Per tarare il nostro trasmettitore in FM o qualsiasi altro trasmettitore, non importa se sulla gamma dei 7-14-27 oppure 100-144 MHz, una sonda di carico assolve il compito in modo migliore che non un wattmetro di AF.

DUE SONDE di CARICO

essere usati in tutti i laboratori anche se si sà per rilevare la tensione presente sulla base di un transistor il tester stesso ci fornirebbe una misura ben diversa dalla realtà.

Per effettuare queste misure è infatti necessario utilizzare un voltmetro elettronico il cui costo è di gran lunga superiore a quello di un normalissimo tester.

Analogamente i wattmetri per uso dilettantistico assolvono come possono le loro funzioni, cioè indicano delle potenze in watt, ma non sempre queste risultano precise soprattutto quando si debbono tarare trasmettitori su frequenze molto elevate.

Una riprova di quanto affermiamo il lettore potrebbe averla se solo potesse avere a disposizione tre o quattro wattmetri di AF di tipo usuale costruiti da Case diverse.

Misurando con questi la potenza in uscita da un trasmettitore la cui entità fosse nota a priori, si avrebbe la sorpresa di constatare che le indicazioni dell'uno contrastano con quelle dell'altro e questo ci conformerebbe appunto che le indicazioni di tali wattmetri non sono in questo caso attendibili.

veremmo un certo valore che potrebbe essere ad esempio di 30 volt (vedi fig. 1), dal quale potremmo risalire alla potenza effettiva del trasmettitore (che in questo caso sarebbe di 11 watt). Orbene, considerando ancora validi tutti i presupposti precedenti (in particolare che il trasmettitore sia perfettamente tarato sui 52 ohm), se noi interponessimo fra l'uscita del trasmettitore ed il wattmetro di AF un cavo coassiale (anch'esso da 52 ohm) di lunghezza qualsiasi, andando a misurare la potenza AF rileveremmo 11 watt e questo sia se il cavo risultasse lungo 3-5-10 cm oppure 0,5-1-2-4 metri.

Questo significa che quando l'impedenza di uscita del trasmettitore è esattamente 52 ohm, il cavo coassiale da 52 ohm e l'impedenza del wattmetro 52 ohm, questo assolve in modo perfetto la sua funzione.

I limiti del wattmetro si manifestano invece quando una di queste tre impedenze (quella del trasmettitore, del cavo oppure del carico) assume un valore diverso dai 52 ohm richiesti.

In genere a non collimare è sempre l'impedenza del trasmettitore o perché abbiamo tentato di manomettere la taratura del filtro pi-greco, o a

T o a L presente in uscita (se si tratta di un trasmettitore commerciale), oppure, se si tratta di un trasmettitore autocostruito come il nostro, perché abbiamo montato i compensatori ruotati così come si trovano all'atto dell'acquisto ed in tal caso l'impedenza d'uscita non può certo risultare di 52 ohm. È ovvio che in queste condizioni l'impedenza stessa risulterà ad esempio di 10 ohm-80 ohm oppure 400 ohm a seconda delle circostanze, cioè assumerà valori ben diversi dal richiesto, e poiché invece l'impedenza del cavo coassiale e quella della sonda di carico inserita

cedenti) e poiché la potenza rimane sempre di 11 watt, è ovvio che su tale punto, se noi potessimo misurarla, riscontreremmo una corrente di 0,6 ampère circa, infatti:

0,61 x 18 = 10,98 watt

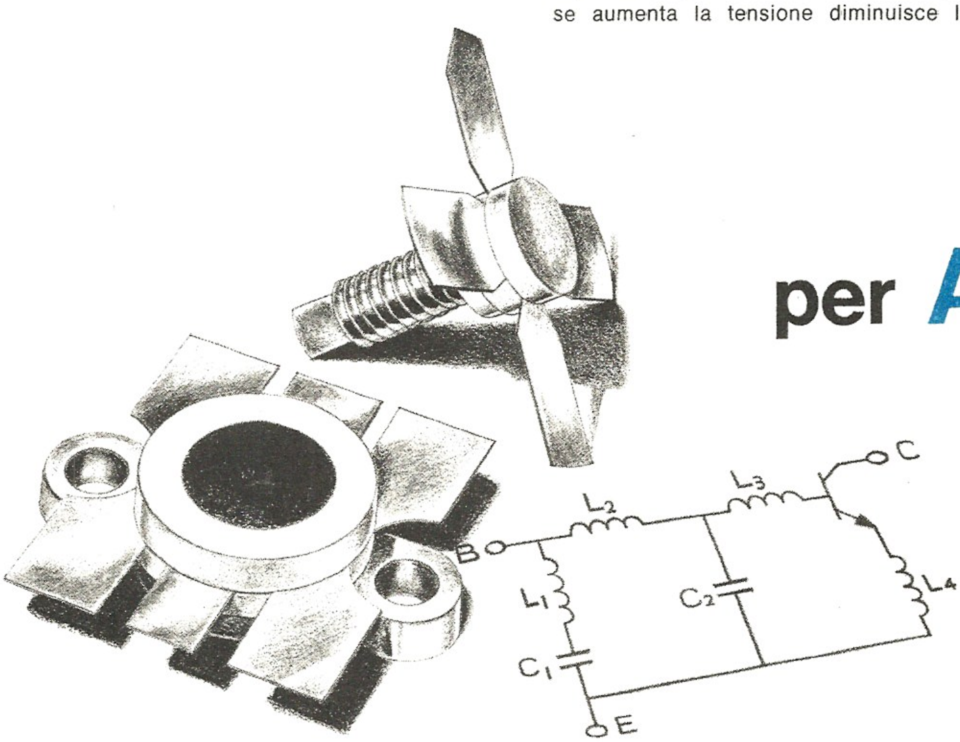
Allontanandoci dal trasmettitore però la tensione aumenterà gradatamente passando da 18 a 25 volt, poi ancora a 30 e a 35 per raggiungere infine i 41 volt sull'estremità opposta del cavo (vedi fig. 4).

Poiché in ogni punto del cavo esiste la relazione:

ampère = watt : volt

e poiché la potenza rimane costante, è ovvio che se aumenta la tensione diminuisce la corrente,

per AF.



nel wattmetro restano fisse a 52 ohm, avremo un disadattamento d'impedenza nel sistema con conseguente formazione di onde stazionarie.

Per non complicare troppo le cose diremo che in questo caso il cavo coassiale entra in **risonanza,** cioè si comporta in pratica come una **linea accordata,** quindi ad un estremo può risultare presente un **ventre di tensione** e un **nodo di corrente.**

In altre parole, prendendo un cavo di lunghezza X, noi potremmo rilevare all'inizio una tensione ad esempio di 18 volt (invece dei 30 pre-

come risulta dalla seguente tabella:

Volt	Ampère	Watt
18	0,61	11
25	0,44	11
30	0,366	11
35	0,314	11
41	0,268	11

Il guaio è che qualsiasi wattmetro non misura gli ampère e i volt ma solo ed esclusivamente la **tensione in volt** ed in funzione di questa sulla

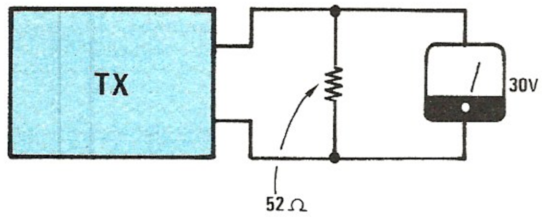


Fig. 1 Un wattmetro di AF, in pratica misura con un voltmetro la tensione presente ai capi di una resistenza di carico normalmente standardizzata sul valore di 52 ohm.

scala graduata vengono indicati i watt, sfruttando la relazione:

watt = (volt x volt) : 52 + 52

Nel nostro caso quindi, pur risultando la potenza erogata dal trasmettitore sempre di 11 watt, a seconda della lunghezza del cavo coassiale che collega il trasmettitore al wattmetro, potremo leggere potenze ben diverse e lontane dalla realtà, cioè:

Volt	Potenza in watt
18	3,5
25	6,3
30	11
35	13
41	18

A questo punto è intuitivo che se al lettore è stato detto che il trasmettitore eroga 11 watt, mentre il wattmetro ne indica 18, esso può rimanere stupefatto del risultato che « crede » di avere ottenuto: al contrario, se lo strumento indica solo 4 watt, il lettore penserà immediatamente che il progetto è un « bidone ».

Purtroppo in entrambi questi casi la colpa o il merito non è del trasmettitore ma solo ed esclusivamente di chi lo ha tarato poiché i compensatori filtro posti in uscita risultano accordati su valori ben diversi dai 52 ohm richiesti.

Un esperto di AF che conosce bene questo inconveniente non si fida mai alla cieca dell'indicazione fornita dal wattmetro, ma prova ad effettuare la stessa misura utilizzando cavetti coassiali di lunghezza diversa e solo quando riscontra che in ogni caso il wattmetro fornisce sempre la stessa indicazione, allora è certo di aver tarato il filtro a pi-greco, o a T o a L presente in uscita esattamente sui 52 ohm.

Altri invece, per non sostituire il cavetto, adottano un secondo sistema più semplice ma sempre indicativo che consiste nello stringere fortemente con la mano il cavo coassiale in punti diversi ed anche il mobile metallico del wattmetro.

Così facendo, se il cavo non è in risonanza, la lancetta dello strumento rimane immobile; se invece « risuona », si vedrà la lancetta dello strumento indicare più o meno watt.

Tale variazione sulla potenza letta è dovuta al fatto che stringendo il cavo con la mano è come se noi in pratica lo accorciassimo un po'. Per evitare tale inconveniente la soluzione migliore sarebbe quella di eliminare completamente il cavo coassiale di collegamento e poiché il wattmetro per le sue dimensioni non ce lo permette, è preferibile realizzare delle sonde di AF come quelle che oggi vi presentiamo le quali ci consentano di leggere l'esatta tensione presente in uscita dal trasmettitore e di ricavare quindi con un calcolo matematico la potenza erogata, senza incorrere nel pericolo di far risuonare il cavo coassiale di collegamento in quanto lo stesso non è più necessario.

La formula necessaria per questo scopo è molto semplice e si può scrivere come segue:

watt = (volt x volt) : (R + R)

dove **volt** è la tensione misurata sulla sonda ed **R** il valore ohmico della resistenza della sonda.

Dobbiamo a questo punto precisare che se la tensione sulla sonda di carico viene letta con un tester da **20.000 ohm x volt,** il valore letto è sempre più basso di quello reale. Tale misura infatti dovrebbe essere sempre effettuata utilizzando un **voltmetro elettronico** e se facessimo un confronto fra la tensione misurata dal tester e quella del voltmetro elettronico, potremmo constatare che quest'ultimo ci indica un valore notevolmente superiore.

Anche in questo caso tuttavia, volendo essere pignoli, la tensione letta è leggermente inferiore alla realtà in quanto bisogna tener presente la caduta di tensione introdotta dal diodo rivelatore e dalla resistenza di carico che surriscaldandosi diminuisce il suo valore ohmico.

Possiamo anzi anticiparvi che da prove pratiche condotte nei nostri laboratori confrontando le misure fornite da una sonda di carico e da un wattmetro di precisione è risultato che il coeffi-

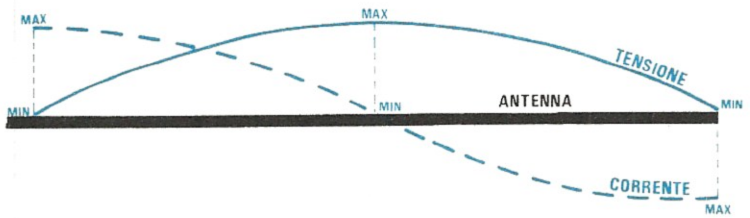


Fig. 2 Un cavo coassiale che entri in risonanza si comporta in pratica come un'antenna, cioè la tensione sulla linea varia da un minimo ad un massimo, ed in corrispondenza della massima tensione si ha un minimo di corrente e viceversa.

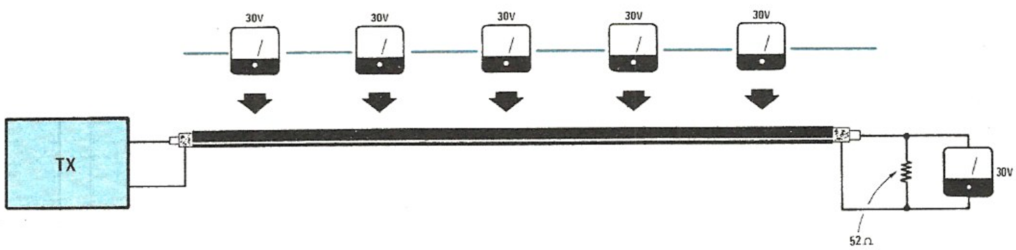


Fig. 3 Quando le tre impedenze trasmettitore-cavo coassiale-carico collimano, il cavo non entra in risonanza e in qualsiasi punto si misuri la tensione, questa non subirà variazioni.

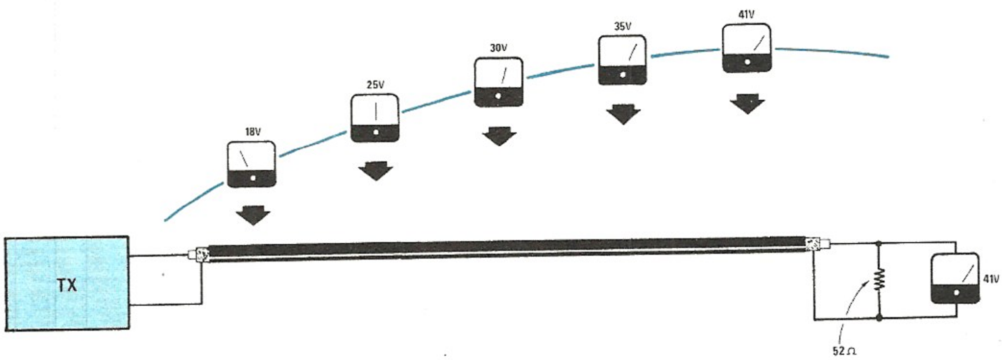


Fig. 4 Se una delle tre impedenze non collima, il cavo entra in risonanza, cioè si comporta come un'antenna (vedi fig. 2) e come tale la tensione varia da un minimo ad un massimo pur rimanendo costante la potenza (varia la corrente). Poiché un wattmetro AF misura la sola tensione, si ottengono in questi casi indicazioni errate.

ciente per cui bisogna moltiplicare la tensione letta per ottenere il valore effettivo è rispettivamente:

1,14 se si utilizza un **tester da 20.000 ohm x volt**
1,059 se si utilizza un **voltmetro elettronico**
quindi la formula per ricavare la potenza in watt possiamo così modificarla:

watt = [(volt x 1,14) x (volt x 1,14)]: 104 per **tester 20.000 ohm x volt,**

watt = [(volt x 1,059) x (volt x 1,059)] : 104. per **voltmetro elettronico**

Orbene, sapendo che gli stadi finali debbono risultare tarati su una impedenza di 52 ohm, noi possiamo fare una tabella che ci fornisca rispettivamente la tensione letta sul tester e la tensione letta sul voltmetro elettronico per qualsiasi valore di potenza compreso fra un minimo di 0,25 watt ed un massimo di 80 watt.

SONDA DI AF PER STADI PREPILOTA

La prima sonda che consigliamo di realizzare serve esclusivamente per una pretaratura degli stadi oscillatori, prepilota e pilota. Tutti i wattmetri infatti dispongono di una portata minima di 5-10 watt fondo scala, quindi tarare con essi uno stadio prepilota che eroga una potenza sull'ordine dei milliwatt può divenire abbastanza problematico. La nostra sonda invece dispone di un duplicatore di tensione che ci permette di apprezzare, anche se si utilizza come strumento di misura un normalissimo tester, delle potenze veramente irrisorie, quindi si presta egregiamente allo scopo.

Come potete notare dalla fig. 5 il carico in questa sonda è normalmente rappresentato dalla resistenza R1 da 100 ohm ed in tale « versione » la sonda può essere utilizzata laddove sono presenti potenze limitatissime. La seconda resistenza R2, sempre da 100 ohm, può essere posta in parallelo alla prima semplicemente cortocircuitando i due terminali A-A, in modo da ottenere complessivamente una resistenza di carico di 50 ohm.

Così facendo potremo pretarare gli stadi in cui si abbia necessità che l'impedenza d'uscita risulti pari a 52 ohm.

L'alta frequenza presente ai capi delle resistenze R1 ed R2 verrà applicata, tramite il condensatore C1, ai diodi DG1 e DG2 che fungono da duplicatori di tensione e dopo essere stata filtrata dai condensatori C2-C3-C4-C5 potrà essere letta in uscita mediante un tester o un voltmetro elettronico.

Precisiamo che le due resistenze R1 ed R2 debbono risultare da 1/2 watt e **ad impasto di**

potenza in watt	tensione letta con tester	tensione letta con voltmetro elettronico
0,25	4,47	4,81
0,50	6,33	6,81
0,75	7,75	8,34
1	8,95	9,63
1,25	10	10,77
1,50	10,96	11,79
1,75	11,83	12,74
2	12,65	13,62
2,50	14,14	15,23
3	15,49	16,68
3,50	16,74	18,02
4	17,89	19,26
4,50	18,98	20,43
5	20	21,53
5,50	20,98	22,58
6	21,91	23,59
6,50	22,81	24,55
7	23,67	25,48
7,50	24,50	26,37
8	25,30	27,24
8,50	26,08	28,08
9	26,84	28,89
9,50	27,57	29,68
10	28,29	30,45
10,50	28,99	31,20
11	29,67	31,94
11,50	30,34	32,66
12	30,99	33,36
13	32,25	34,72
14	33,47	36,03
15	34,65	37,30
16	35,78	38,52
17	36,88	39,70
18	37,95	40,86
19	38,99	41,98
20	40,01	43,07
21	40,99	44,13
22	41,96	45,17
23	42,90	46,18
24	43,82	47,18
25	44,73	48,15
30	49	52,75
40	56,58	60,90
50	63,26	68,09
60	69,29	74,59
70	74,84	89,57
80	80,01	86,13

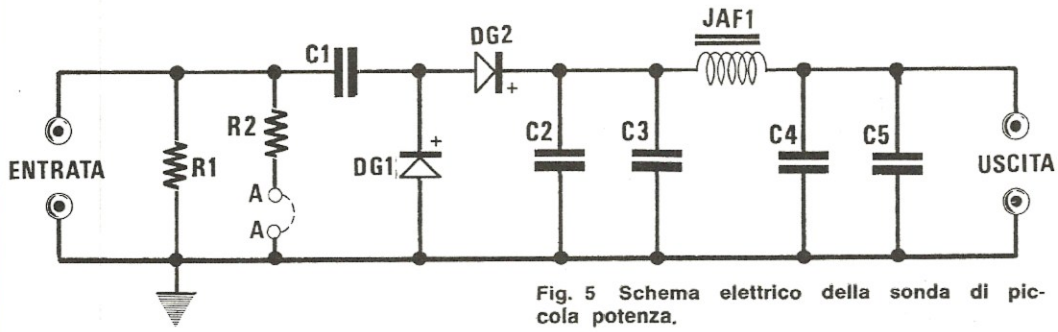


Fig. 5 Schema elettrico della sonda di piccola potenza.

COMPONENTI SONDA DI CARICO LX246

R1 = 100 ohm 1/2 watt
R2 = 100 ohm 1/2 watt
C1 = 1.000 pF ceramico VHF
C2 = 47.000 pF ceramico
C3 = 1.000 pF ceramico VHF
C4 = 47.000 pF ceramico
C5 = 1.000 pF ceramico VHF
DG1 = diodo al germanio AA117
DG2 = diodo al germanio AA117
JAFI = impedenza AF tipo VK200

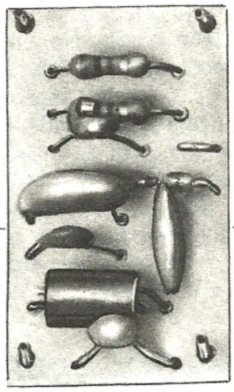


Foto della sonda AF per piccole e medie potenze.

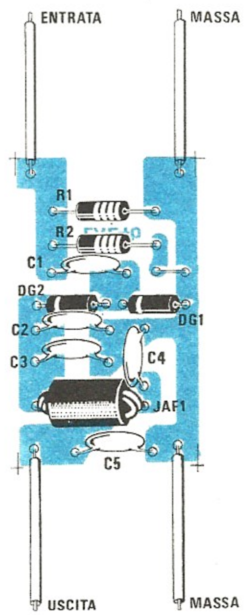


Fig. 6 sopra. Circuito stampato a grandezza naturale.

Fig. 7 a destra. Schema pratico di montaggio della montaggio della sonda.
Nota: il ponticello posto vicino a DG1 serve per porre in parallelo R2 a R1.

carbone, cioè non è assolutamente possibile utilizzare resistenze a filo né a spirale poiché queste ultime si comporterebbero come una resistenza con in serie un'induttanza e di conseguenza aumenterebbe notevolmente l'impedenza di carico.

Come diodi raddrizzatori consigliamo di utilizzare solo quelli al **germanio** in quanto i diodi al silicio provocano cadute di tensione troppo elevate per lo scopo cui li vogliamo adibire.

La realizzazione pratica di questa sonda è molto semplice soprattutto se si utilizzerà il circuito stampato LX246 visibile a grandezza naturale in fig. 6.

Su tale circuito monteremo tutti i componenti, come vedesi in fig. 7, facendo attenzione solo ed esclusivamente a non invertire la polarità dei due diodi, poiché altrimenti non riusciremmo a misurare un bel niente. Unico avvertimento da farsi riguardo a questo circuito è di tenere i fili di collegamento col trasmettitore molto corti (massimo 7 centimetri), poiché altrimenti si potrebbero avere tutti quegli inconvenienti di cui abbiamo parlato all'inizio di questo articolo.

SONDA DI POTENZA

Per tarare lo stadio finale di un trasmettitore è assolutamente necessario che la resistenza di carico risulti esattamente di **52 ohm** in quanto tale è il valore standard dell'impedenza del cavo

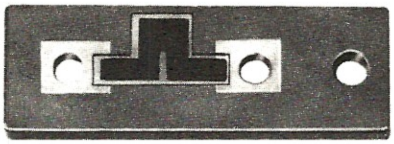
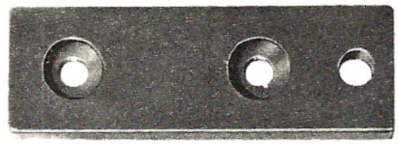


Fig. 8 Foto della resistenza di potenza antinduttiva da 52 ohm vista dal lato su cui riportato lo strato di carbone.



Dal lato opposto la resistenza si presenta come un normale supporto di ceramica completo di tre fori.

coassiale e dell'antenna. Il problema maggiore che si riscontra nella realizzazione di queste sonde di carico è appunto costituito dalla resistenza la quale deve risultare **antiinduttiva** ed in grado di dissipare potenze elevate sull'ordine dei 20-25 watt. Se si potessero impiegare per questo scopo resistenze a filo di nichel-cromo sarebbe facile ottenere un simile valore, ma poiché per l'alta frequenza si richiedono resistenze ad impasto di carbone poste su un supporto in ceramica in grado di dissipare il calore generato, per risolvere questo problema abbiamo provveduto a farcele costruire appositamente e tarare da un'industria specializzata in modo che presentino l'esatto valore di 52 ohm con una tolleranza + e — dello 0,5%.

Nella foto possiamo vedere come si presentano esternamente queste resistenze.

Il supporto in ceramica misura cm 2 x 6 e dei tre fori presenti su di esso uno serve come sup-

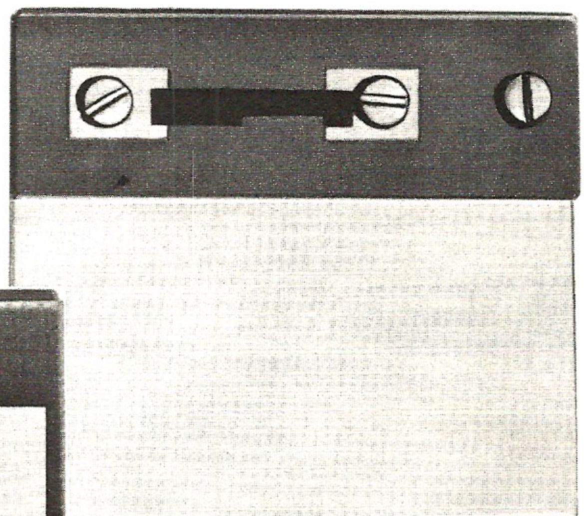


Fig. 9 La resistenza antinduttiva andrà fissata sul circuito stampato dal lato opposto ai componenti, ricordandosi di tenere rivolta verso l'esterno la superficie di carbone.

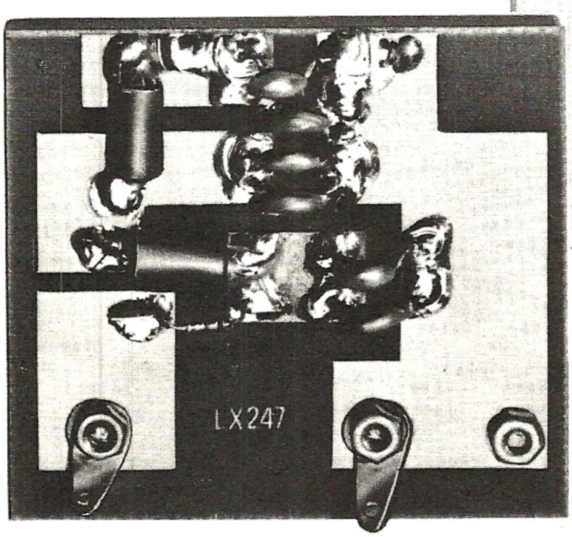


Fig. 10 Dal lato opposto alla resistenza, dovremo stagnare direttamente sulle piste di rame tutti i componenti necessari alla realizzazione.

plemento di fissaggio ad una basetta o aletta di raffreddamento e pertanto risulta isolato mentre gli altri due costituiscono i terminali della resistenza. Tra questi si noterà infatti lo strato di carbone che in fase di taratura viene in parte fresato per ottenere con maggiore precisione il valore ohmico richiesto.

Risolto il problema della resistenza, realizzare una sonda di carico diviene un giochetto da ragazzi.

Come vedesi in fig. 11, basterà infatti applicare ad un estremo di tale resistenza un diodo al silicio di tipo FDH900 o 1N4148 a bassa capacità, poiché non dobbiamo dimenticare che le tensioni da raddrizzare possono raggiungere valori di 50-60 volt e anche oltre. La tensione raddrizzata verrà filtrata dai condensatori C1-C2 quindi, prima di raggiungere i terminali d'uscita a cui dovremo collegare il tester o il voltmetro elettronico, troverà sulla sua strada due impedenze JAF1-JAF2 utili ad evitare che residui di AF possano raggiungere i cavetti che collegano la sonda di carico al tester facendoli entrare in risonanza. È infine necessario utilizzare per questo circuito condensatori ceramici ad alta tensione di lavoro (ricordatevi che tutti i condensatori ceramici di tipo giapponese normalmente reperibili in commercio non sono idonei per alta frequenza) diversamente si avranno perdite enormi, quindi letture molto inferiori alla realtà.

I condensatori da noi forniti sono del tipo per VHF e presentano una tensione massima di lavoro di 500 volt.

REALIZZAZIONE PRATICA DELLA SONDA DI POTENZA

Utilizzando il circuito stampato LX247 a doppia faccia, visibile in fig. 12 la realizzazione pratica di questa sonda di carico non presenta nessuna difficoltà, anzi ci sarà pure evitato il « fastidio » di dover praticare su di esso i necessari fori in quanto, a differenza di ogni altro stampato, i terminali dei componenti andranno stagnati direttamente sulle piste di rame dalla stessa parte in cui trovasi il loro corpo.

La faccia di rame situata sulla parte opposta servirà solo da schermo e dovrà essere collegata alla massa della sonda.

Come si effettua questo collegamento è presto detto: basterà praticare un foro sulla pista di uscita di massa e dopo avervi innestato il relativo filo di rame, saldare quest'ultimo su entrambe le facce.

La resistenza R1, che costituisce il « carico » per il trasmettitore, andrà applicata sul circuito stampato dal lato opposto a quello su cui vengono inseriti i componenti ricordandosi che lo strato di carbone della resistenza non deve appoggiare alla superficie dello stampato bensì deve risultare rivolto verso l'esterno.

Tale resistenza andrà fissata al circuito stampato con tre viti. I dadi di queste viti, sul lato opposto, provvederanno a fissare gli estremi di detta resistenza alle piste di rame interessate, cioè da una parte alla pista che si collega al

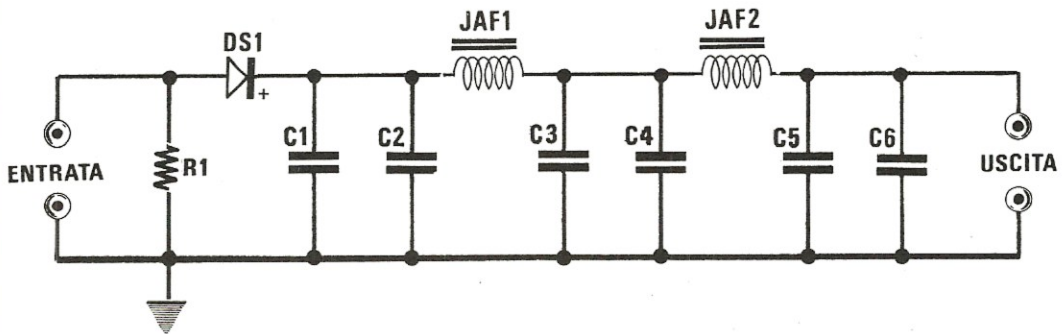


Fig. 11 Schema elettrico della sonda di potenza.

COMPONENTI SONDA DI CARICO LX247

R1 = 52 ohm 30 watt antiinduttiva
C1 = 4.700 pF ceramico VHF
C2 = 330 pF ceramico VHF
C3 = 4.700 pF ceramico VHF
C4 = 330 pF ceramico VHF
C5 = 4.700 pF ceramico VHF
C6 = 330 pF ceramico VHF
JAF1 = impedenza AF tipo VK200
JAF2 = impedenza AF tipo VK200
DS1 = diodo al silicio FDH900

diodo rivelatore DS1 e dall'altra alla pista superiore di massa.

Dovremo inoltre applicare, sulle due viti che costituiscono gli estremi della resistenza R1, due capicorda su cui fisseremo due corti spezzoni di filo che serviranno per collegare l'ingresso della sonda all'uscita del trasmettitore.

Ricordatevi infine di collegare, con opportuni ponticelli nei punti indicati, la pista di rame inferiore che rappresenta la massa con le piste superiori sempre di massa.

CONSIGLI PER IMPIEGARE LA SONDA

Anche se sarebbe consigliabile applicare la sonda di carico direttamente sui terminali d'uscita già presenti sul circuito stampato del trasmettitore, quasi sempre a questi risulta già collegato un corto spezzone di cavo coassiale che fa capo ad un bocchettone BNC posto sul pannello del mobile, quindi potremo sfruttare per il nostro scopo tale bocchettone. A tale proposito vi anticipiano che se il trasmettitore è fissato all'interno di un mobile metallico ed il cavetto coassiale non supera i 15 cm di lunghezza, raramente si corre il rischio che lo stesso entri in risonanza.

Collegata la sonda, potremo applicare sulla sua uscita il tester, quindi tarare il trasmettitore cercando di ottenere su di essa la massima tensione.

Durante questa fase provate spesso a stringere con le mani i fili che dalla sonda di carico si congiungono al tester per controllare che essi non entrino in risonanza.

Come si può capire se tali fili entrano in risonanza? Semplice, se tutto funziona regolarmente, su tali cavetti scorre solo ed esclusivamente una tensione continua per cui anche stringendoli fra di loro e attorcigliandoli non si deve avere nessuna variazione di lettura. Se invece notate che la tensione diminuisce o aumenta stringendoli con le mani, significa che questi cavetti entrano in risonanza, cioè si comportano in pratica come un'antenna ed in tal caso, stringendoli noi preleviamo alta frequenza, quindi il tester ci indica questa differenza. Se si verificasse questo inconveniente, applicate vicino ai terminali del tester due condensatori in parallelo, uno da 4.700 pF e uno da 220-330 pF. Così facendo noi impediremo al filo di comportarsi come una linea accordata o come un'antenna.

A proposito del tester sarà anche utile accennare ad un particolare che non tutti conoscono e precisamente che quando si vuol misurare con esso la corrente assorbita da un transistor di AF

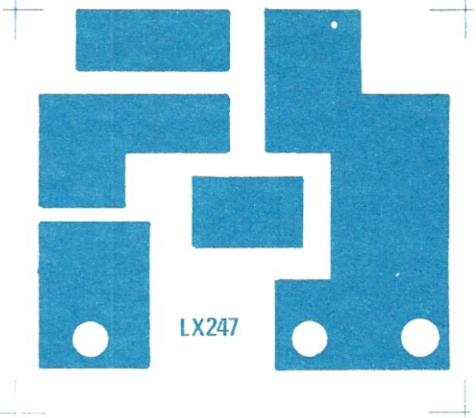


Fig. 12 Disegno del circuito stampato a grandezza naturale. Il circuito è a doppia faccia.

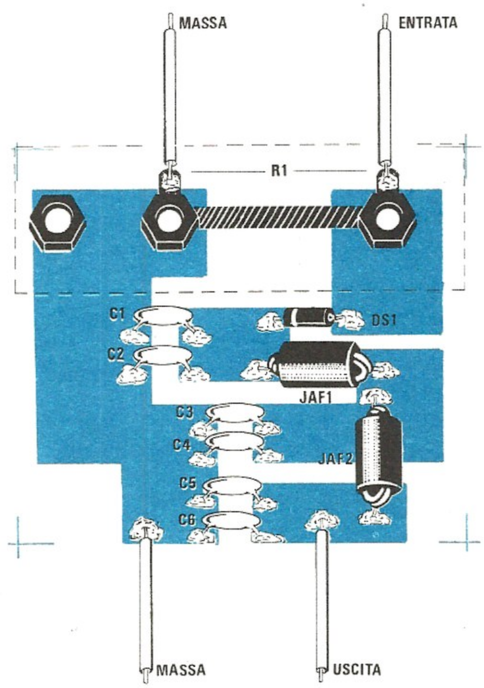


Fig. 13 Schema pratico di montaggio. Ricordarsi che il filo di massa è quello posto sulla sinistra del disegno.

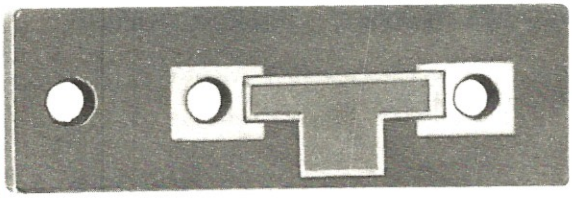


Fig. 14 Lo strato di carbone può assumere forme e disegni diversi, anche perché la fresatura necessaria per portare l'esatto valore a 52 ohm, può essere effettuata ai margini, o al centro.

è sempre buona norma applicare in serie ai suoi due terminali due impedenze VK e sugli estremi di queste, nonché sui terminali del tester stesso, dei condensatori di fuga da 4.700 pF con in parallelo 220-330 pF. Non è la stessa cosa, come si potrebbe supporre, utilizzare un unico condensatore ad esempio da 5.600 pF, anziché uno da 4.700 con in parallelo 330 pF, poiché due condensatori in parallelo, presentando due reattanze diverse, si comportano per l'AF in due modi diversi, consentendoci più facilmente di eliminare i residui di AF presenti lungo i cavi di collegamento.

Tale soluzione è assolutamente indispensabile quando si misurano delle correnti mentre non lo è quando si misurano delle tensioni.

Il motivo è molto semplice, infatti per le misure di tensione internamente nel tester sono presenti delle resistenze ad impasto antiinduttive, mentre per le misure di corrente si usano delle resistenze a filo avvolte a spirale. Queste ultime possono facilmente entrare in risonanza, cioè accordarsi come un circuito di sintonia, dando luogo ai loro estremi ad una tensione così elevata da far deviare la lancetta dello strumento a fondo scala anche se questo è posto sulla portata 5 ampère ed il circuito assorbe solo 100 milliampère.

Ritornando alla nostra sonda di carico, dobbiamo anticiparvi che la resistenza R1 si scalda notevolmente durante il funzionamento per cui la sua resistenza ohmica diminuisce e di conseguenza diminuisce anche la tensione che noi leggiamo sul tester, nonostante che la potenza erogata dal trasmettitore risulti sempre la stessa. Ad esempio, ammettendo che un trasmettitore eroghi 10 watt, secondo la legge di Ohm, con una resistenza da 52 ohm noi leggeremo sul tester una tensione di 28,29 volt (vedi tabella precedente).

Se però la resistenza R1 surriscaldandosi diminuisce il suo valore da 52 a 48 ohm (abbiamo volutamente esagerato per far vedere meglio la differenza), supponendo che il trasmettitore eroghi sempre 10 watt, la tensione ai capi di tale resistenza risulterà di soli 26,11 volt, come risulta dalla proporzione:

volt = 28,29 x (48 + 48) : (52 + 52)

Quindi non preoccupatevi se dopo 5-6 minuti che avrete applicato la sonda al trasmettitore vedrete la tensione diminuire poiché come avrete constatato dagli esempi sopra riportati tutto questo è normalissimo. Perciò, se volete conoscere con maggior precisione la potenza erogata dal vostro trasmettitore, prendete come riferimento il valore di tensione letto quando la resistenza della sonda è ancora fredda oppure appena tiepida.

Possiamo ancora ricordarvi che la resistenza R1 impiegata nella nostra sonda di carico è da 25 watt, pertanto questa è la massima potenza che con essa si può misurare.

Applicando sopra alla resistenza un'aletta di raffreddamento, si possono tuttavia superare anche i 40 watt.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Tutto il materiale occorrente per realizzare le due sonde cioè circuiti stampati, resistenze, condensatori, diodi, impedenze e resistenze introduttive . . L. 10.500

I prezzi sopra riportati non includono le spese postali.

CONCESSIONARIO
DI
NUOVA
ELETTRONICA

LABORATORIO ELETTRONICO

BEZZI ENZO

VIA L. LANDO, 21 - 47037 RIMINI (Fo)
TEL. 0541/52357

Sono già disponibili i seguenti kit montati:

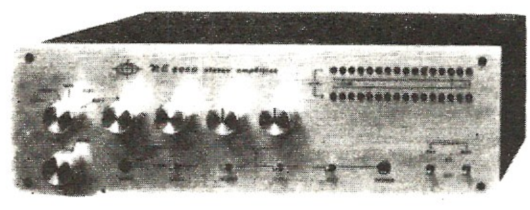
LX 7	Microtrasmettitore FM	**L. 9.000**
EL 65	Amplificatore 30 W HI FI	**L. 15.000**
LX 71	Variligth con triac	**L. 5.500**
LX 83	Amplificatore con TBA 810 S da 5 W	**L. 5.500**
LX 153	Level Meter a diodi LED	**L. 12.500**
LX 96	Alimentatore con darlington	**L. 17.000**
LX 117	Alimentatore 1,2 V 30 V 2 A con trasform.	**L. 25.500**
LX 114	Amplificatore 40 W con radiatore	**L. 15.700**
LX 139	Amplificatore 60 W con radiatore	**L. 26.500**
LX 169	Antifurto con C. Mos	**L. 9.000**
LX 110	Amplificatore 20 W con darlington	**L. 15.000**
LX 118	Amplificatore 15 W	**L. 14.000**
LX 161	Sirena francese	**L. 7.000**
LX 45	Alimentatore 8 A	**L. 29.500**
EL 19	Luci Psichedeliche	**L. 23.000**
LX 181 B	Orologio con nixie piatta	**L. 47.000**
LX 193	Sintonizzatore F M con decoder stereo	**L. 28.000**
EL 99	Preamplificatore HI FI	**L. 9.000**
Accensione Elettronica Catodica		**L. 32.000**
Voltmetro digitale completo di contenitore		**L. 140.000**
Frequenzimetro digitale con BF 1022 compl. di Mobile		**L. 250.000**
Tracciacurve completo di mobile		**L. 70.000**
Doppia traccia per oscilloscopio completo di mobile		**L. 40.000**

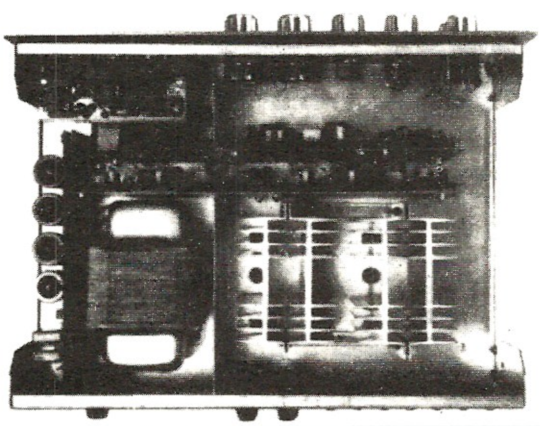
I suddetti KIT s'intendono perfettamene funzionanti e collaudati senza contenitori escluso frequenzimetro, voltmetro, digitali e tracciacurve i quali sono provvisti di contenitori.

N.B. I seguenti prezzi si intendono comprensivi di IVA 14%.

La C.E.C. Via Filippo Arena 37 - Tel. 06/2582910 ROMA

vi presenta il
MOBILE METALLICO
in esecuzione professionale
per l'AMPLIFICATORE
da 60 + 60 Watt
l'alimentatore, il preamplificatore
ed i VISUALIZZATORI a diodi led
di NUOVA ELETTRONICA





CARATTERISTICHE

LARGHEZZA	cm 38
PROFONDITÀ	cm 26
ALTEZZA	cm 12

pannello frontale anodizzato e forato completo di scritte, schermi divisori, viti, distanziatori, coperchio in lamiera verniciata a forno o plastificata.

L. 22.000 più spese postali

Sul prossimo numero la C.E.C. presenterà una nuova linea completa a livello altamente professionale di contenitori per uso dilettantistico.

A quale numero di giri il vostro motore è in grado di fornire la sua massima potenza? Sul libretto d'istruzioni questo dato è riportato, ma come poterlo verificare se la vostra auto non dispone di un contagiri? Per risolvere questo problema potrete realizzare questo moderno contagiri digitale ad integrati C.MOS che oggi vi presentiamo.

CONTAGIRI digitale per AUTO

Il contagiri è un accessorio destinato a quanto pare solo alle autovetture sportive e di alto costo; infatti non lo si trova su nessuna delle autovetture di serie a bassa cilindrata.

Tale strumento, anche se a prima vista potrebbe risultare superfluo (se non c'è la macchina funziona ugualmente così come funzionerebbe se non ci fosse il contachilometri), in realtà è molto importante. Pensate ad esempio al disagio in cui vi trovereste se vi privassero del contachilometri. Senza questo non potreste più stabilire con esattezza se la vostra velocità di crociera è di 80 oppure di 110 km/h. Eppure le prime autovetture non possedevano il contachilometri ed il guidatore si arrangiava come poteva.

Analogamente chi non ha mai posseduto il contagiri stenta a comprenderne l'importanza, anche perché è opinione comune che esso serva solo per controllare che non si vada in « fuori giri », mentre in realtà la sua funzione più importante è un'altra: tenere sotto controllo lo « sforzo » del motore.

In altre parole il contagiri non solo ci consente di evitare al motore sforzi troppo elevati indicandoci quando si supera il numero massimo di giri concesso oppure quando si scende al di sotto del numero minimo (non bisogna infatti dimenticare che se un motore non può superare un certo numero di giri, non può nemmeno scendere, sotto sforzo, al di sotto del minimo consentito), ma ci consente anche di stabilire qual è il numero di giri in corrispondenza del quale il motore offre il **massimo rendimento,** cioè la maggior velocità con il minor consumo e con i tempi che corrono questo non è certo un particolare da sottovalutare.

Su ogni libretto d'istruzione sono sempre riportati, per il motore, dei dati tecnici che nessuno tiene in considerazione ma che invece consentono di stabilire a quale numero di giri il motore ha maggior potenza e consuma meno. Su un libretto, scelto a caso, abbiamo ad esempio rilevato questi dati:

Potenza massima DGM = 50 CV a 5.600 giri/min.
Coppia massima SAE = 7 kgm a 2.600 giri/min.

Ebbene, per questo tipo di motore il miglior rendimento si ottiene a:

(5.600 + 2.600) : 2 = 4.100 giri/min.

Nel caso in cui sul libretto non risulti riportata la dicitura « Coppia massima SAE », si può sempre ricavare il numero di giri approssimativo a cui si ha il massimo rendimento dal numero di giri a cui si ha la massima potenza DGM, semplicemente moltiplicando quest'ultimo valore per il **fattore correttivo 0,75.** Nel nostro caso, sapendo che la massima potenza si ottiene a 5.600 giri al minuto, eseguiremo quindi la seguente operazione:

5.600 x 0,75 = 4.200 giri al minuto.

In linea di massima quindi questo motore ci fornirà il miglior rendimento facendolo girare fra i 4.000 e i 4.500 giri al minuto.

Superando questo numero di giri la vettura andrà sì più veloce però anche il serbatoio si vuoterà più rapidamente.

Analogamente se faremo girare il motore ad esempio a 1.800 giri al minuto in salita, lo sforzeremo moltissimo ed anche in questo caso il consumo di carburante sarà più alto della norma.

Nel libretto d'istruzione di ogni vettura dovrebbe pure risultare indicato il numero massimo di giri che si può raggiungere nei primi 500 chilometri, quello che si può raggiungere fra i 500 e i 2.000 km e quello dopo i 2.000 km. Tanto per fare un esempio concreto, per la stessa autovettura presa in esame in precedenza si consiglia:

da **0 a 500 km** - massimo numero di giri 3.500
da **500 a 2.000 km** - massimo numero di giri 4.500
oltre i **2.000 km** - massimo numero di giri 5.600-6.000

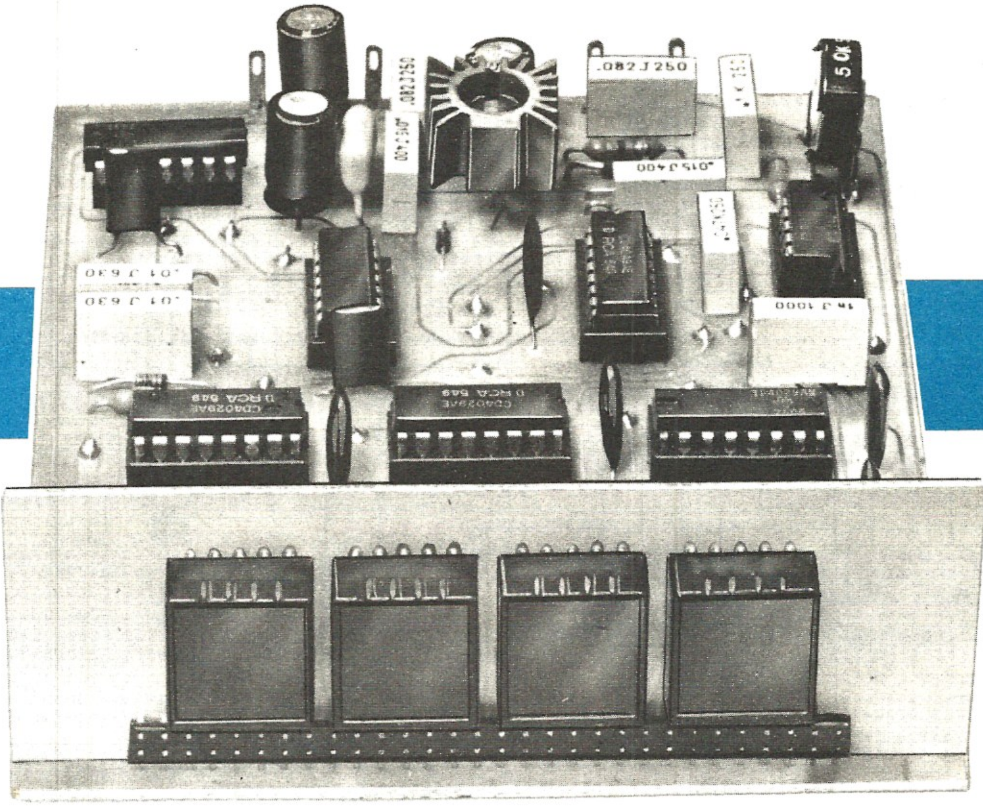


Foto del contagiri visto frontalmente. Si notino i quattro display FND.500 e l'aletta di raffreddamento applicata al transistor di alimentazione 2N1711.

Chi vende la vettura però non parla mai di numero di giri bensì di velocità massima che non si deve superare in questo periodo di rodaggio, ma tale consiglio è chiaramente sbagliato. Basti pensare che è più grave viaggiare a 50 km/h con il cambio in 2ª che non superare la velocità massima consentita in 3ª. In salita, poi, se tentiamo di utilizzare una marcia troppo alta, il motore sforza troppo e questo può far ovalizzare i cilindri.

Questo dimostra che più che il contachilometri, quello che serve effettivamente in questo caso è il « contagiri ».

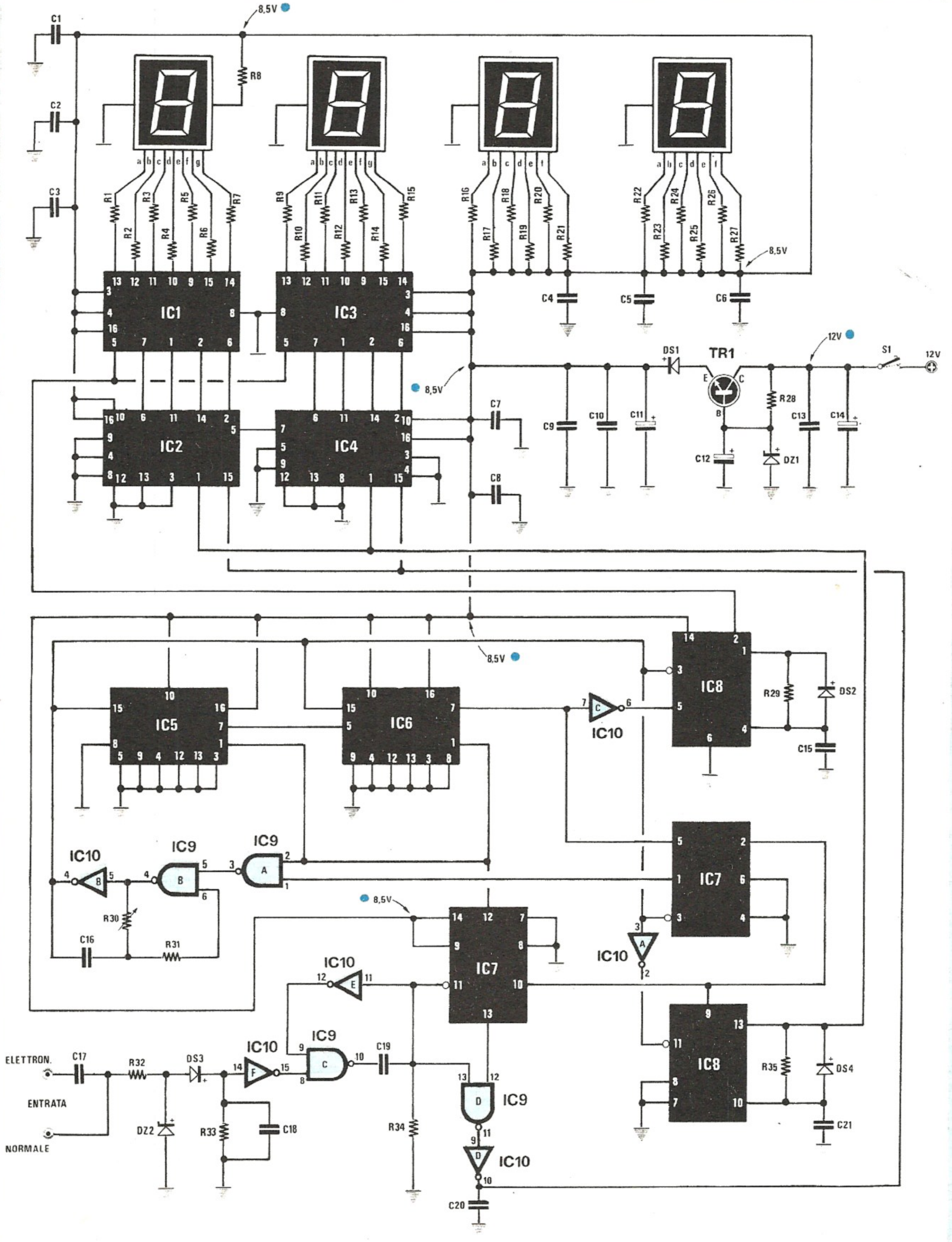
Se siamo in autostrada su un percorso pianeggiante e desideriamo limitare il consumo, pigieremo l'acceleratore in modo che il motore si mantenga (secondo l'esempio precedente) sui 4.500 giri. Se invece abbiamo fretta e non ci preoccupa il consumo potremo anche raggiungere e superare i 5.600 giri.

Se procediamo per una strada di montagna e pur avendo inserito la 3ª marcia vediamo che il motore si mantiene sempre ad esempio sui 3.000 giri anche pigiando sull'acceleratore, significa che il motore stesso è sotto sforzo, quindi occorrerà scendere di una marcia in modo da fargli raggiungere i 4.000-4.200 giri poiché è a questo numero di giri che esso « lavora » meglio. Se al contrario, con la 2ª innestata, constatassimo che il motore raggiunge e supera i 5.000 giri, dovremo salire di una marcia, cioè porlo in 3ª.

In possesso del contagiri, anche il tachimetro diventerà ben presto uno strumento di secondaria importanza in quanto dal numero dei giri, conoscendo la marcia inserita, noi potremo risalire immediatamente alla velocità.

A questo punto, se siete convinti dell'utilità di applicare questo strumento sulla vostra vettura, potete scegliere due strade:

— acquistare un contagiri ad indice che troverete presso qualsiasi magazzino di ricambi auto,



8,5V
12V
TR1
IC1
IC2
IC3
IC4
IC5
IC6
IC7
IC8
IC9
IC10
DS1
DS2
DS3
DS4
DZ1
DZ2
S1
ELETTRON.
ENTRATA
NORMALE

COMPONENTI

R1 = 1.200 ohm 1/2 watt
R2 = 1.200 ohm 1/2 watt
R3 = 1.200 ohm 1/2 watt
R4 = 1.200 ohm 1/2 watt
R5 = 1.200 ohm 1/2 watt
R6 = 1.200 ohm 1/2 watt
R7 = 1.200 ohm 1/2 watt
R8 = 1.200 ohm 1/2 watt
R9 = 1.200 ohm 1/2 watt
R10 = 1.200 ohm 1/2 watt
R11 = 1.200 ohm 1/2 watt
R12 = 1.200 ohm 1/2 watt
R13 = 1.200 ohm 1/2 watt
R14 = 1.200 ohm 1/2 watt
R15 = 1.200 ohm 1/2 watt
R16 = 1.200 ohm 1/2 watt
R17 = 1.200 ohm 1/2 watt
R18 = 1.200 ohm 1/2 watt
R19 = 1.200 ohm 1/2 watt
R20 = 1.200 ohm 1/2 watt
R21 = 1.200 ohm 1/2 watt
R22 = 1.200 ohm 1/2 watt
R23 = 1.200 ohm 1/2 watt
R24 = 1.200 ohm 1/2 watt
R25 = 1.200 ohm 1/2 watt
R26 = 1.200 ohm 1/2 watt
R27 = 1.200 ohm 1/2 watt
R28 = 120 ohm 1/2 watt
R29 = 39.000 ohm 1/2 watt
R30 = 50.000 ohm trimmer
R31 = 68.000 ohm 1/2 watt
R32 = 820 ohm 1/2 watt
R33 = 15.000 ohm 1/2 watt
R34 = 33.000 ohm 1/2 watt
R35 = 39.000 ohm 1/2 watt
C1 = 20.000 pF a disco
C2 = 20.000 pF a disco
C3 = 20.000 pF a disco
C4 = 20.000 pF a disco
C5 = 20.000 pF a disco
C6 = 20.000 pF a disco
C7 = 20.000 pF a disco
C8 = 20.000 pF a disco
C9 = 15.000 pF poliestere
C10 = 39.000 pF poliestere
C11 = 47 mF elettrolitico 25 volt
C12 = 33 mF elettrolitico 25 volt
C12 = 82.000 pF poliestere
C14 = 47 mF elettrolitico 25 volt
C15 = 10.000 pF poliestere
C16 = 100.000 pF poliestere
C17 = 82.000 pF poliestere
C18 = 15.000 pF poliestere
C19 = 47.000 pF poliestere
C20 = 1.000 pF poliestere
C21 = 10.000 pF poliestere
DS1 = diodo silicio 1N4148
DS2 = diodo silicio 1N4148
DS3 = diodo silicio 1N4148
DS4 = diodo silicio 1N4148
DZ1 = diodo zener 10 volt 1 watt
DZ2 = diodo zener 10 volt 1 watt
TR1 = transistor NPN tipo 2N1711
IC1 = integrato tipo CD.4511
IC2 = integrato tipo CD.4029
IC3 = integrato tipo CD.4511
IC4 = integrato tipo CD.4029
IC5 = integrato tipo CD.4029
IC6 = integrato tipo CD.4029
IC7 = integrato tipo CD.4013
IC8 = integrato tipo CD.4013
IC9 = integrato tipo CD.4011
IC10 = integrato tipo CD.4049
4 display tipo FND.500

— costruirvi un moderno contagiri digitale a display sfruttando lo schema che oggi vi proponiamo.

Anticipiamo che questo progetto dispone di due ingressi: uno che potremo sfruttare se sulla nostra autovettura è presente un'**accensione tradizionale** ed uno invece che servirà nel caso in cui sia presente un'**accensione elettronica.**

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento di un contagiri digitale, pur risultando simile a quello di un frequenzimetro (naturalmente digitale), si discosta da quest'ultimo per via di taluni accorgimenti che in un frequenzimetro non sono necessari.

Anche in un contagiri noi misuriamo gli impulsi che arrivano in un determinato periodo di tempo, però dobbiamo trasformare questo « numero di impulsi » in « giri al minuto » **senza dover attendere 1 minuto** per conoscere il risultato, cioè il numero di giri ci deve venir visualizzato immediatamente in frazioni di secondo, poiché già in un secondo, agendo sull'acceleratore, possiamo far arrivare il motore al massimo dei giri e riportarlo subito dopo al minimo.

Inoltre gli impulsi di conteggio che preleviamo dalle puntine non corrispondono, come tutti saprete, ad **1 impulso per giro,** bensì avremo tanti impulsi ogni giro quanti sono **i cilindri del motore divisi x 2,** come dimostra la seguente formula:

F = (G : 60) x (C : 2)

dove:

F = frequenza in hertz (impulsi al secondo)
G = giri al minuto del motore
60 = numero di secondi in un minuto
C = numero dei cilindri del motore
2 = divisore fisso per ottenere gli impulsi ogni giro

Pertanto se abbiamo un motore a quattro cilindri che faccia 4.500 giri al minuto, noi potremo prelevare dalle puntine 150 impulsi ogni secondo, infatti:

(4.500 : 60) x (4 : 2) = 150 hertz

Se invece il motore fosse da 6 cilindri, il numero degli impulsi prelevati dalle puntine risulterebbe di 225, dato che:

(4.500 : 60) x (6 : 2) = 225 hertz

Se noi collegassimo allo spinterogeno un normale frequenzimetro è ovvio che questo nel primo caso ci indicherebbe 150 e nel secondo 225 Hz mentre è ovvio che un contagiri dovrà indicarci in entrambi i casi **4.500 giri/minuto.** Supponendo che il motore risulti a **4 cilindri**, sapen-

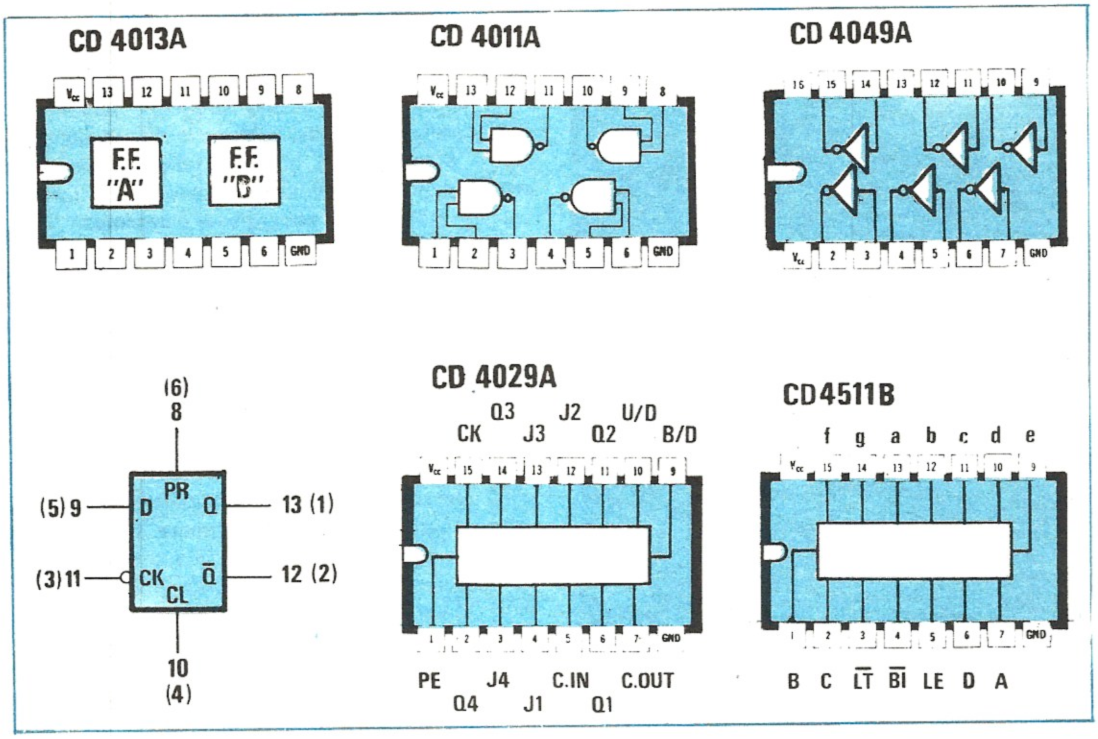


Fig. 2 Connessioni relative agli integrati C-NOS impiegati per tale progetto. Per l'integrato CD.4013 abbiamo disegnato sotto un flip-flop con la numerazione dei terminali.

do che questo a 4.500 giri può fornire 150 impulsi al secondo, per leggere il numero 4.500 su un frequenzimetro quest'ultimo dovrebbe disporre di una base dei tempi che agisce ogni 30 secondi, infatti:

150 x 30 = 4.500

mentre per un motore a **6 cilindri** sarebbe sufficiente che la base dei tempi intervenisse ogni 20 secondi:

225 x 20 = 4.500

Un tempo di 30 secondi per leggere il numero di giri di un motore a 4 cilindri, di 20 secondi per uno da 6 cilindri e di 60 secondi per un motore a 2 cilindri sono però eccessivi perché non si può attendere tanto per sapere quanti giri fa il proprio motore.

Occorre quindi ridurre al minimo il tempo di conteggio in modo da rendere la misura la più istantanea possibile e per far questo l'unica soluzione è quella di aumentare la frequenza della **base dei tempi.** Per esempio, ammettendo di avere un motore a 4 cilindri che faccia 4.500 giri al minuto, il che equivale a 150 impulsi al secondo, se l'oscillatore della base dei tempi blocca il conteggio dopo 3 secondi, in questo lasso di tempo si potranno conteggiare:

150 x 3 = 450 impulsi

quindi aggiungendo a questo numero uno 0 noi leggeremo effettivamente 4.500 giri, però escluderemo automaticamente le **unità.** Un tempo di 3 secondi fra una lettura e la successiva è tuttavia ancora troppo elevato in quanto non ci permetterà di rilevare immediate variazioni del numero di giri del motore. Occorre quindi ridurre ulteriormente l'intervallo di lettura portandolo **da 3 secondi a 0,3 secondi,** cioè effettuare all'incirca 3 letture al secondo. Così, sempre riferendoci all'esempio di un motore a 4 cilindri che faccia 4.500 giri, ogni 0,3 secondi noi leggeremo:

150 x 0,3 = 45 impulsi

e aggiungendo in coda a questo numero due 0, potremo leggere effettivamente 4.500 giri/minuto.

In altre parole abbiamo ottenuto il vantaggio di controllare 3 volte in un secondo il numero di giri del motore, però abbiamo dovuto escludere dalla lettura stessa **le unità e le decine.**

In pratica quindi avremo solo due display che ci forniranno dei numeri indicativi (quello delle **migliaia di giri** e quello delle **centinaia di giri**) mentre gli altri due (quello delle **decine** e quello

delle **unità**) pur risultando presenti, saranno collegati in modo da indicare sempre 00.

Non poter disporre di queste ultime due cifre non è tuttavia un difetto così grave come si potrebbe supporre; infatti se anche queste fossero disponibili per il conteggio, in pratica risulterebbero inservibili essendo sempre e continuamente in movimento (una piccolissima discesa, una leggera pressione sull'acceleratore, un soffio di vento, il fondo stradale sconnesso, una macchina che ci passa di fianco possono far variare continuamente il numero di giri del motore cosicché questi due display verrebbero a trovarsi in continuo movimento ed a causa della « persistenza » dell'occhio umano noi leggeremmo sempre su di essi il numero 88).

D'altra parte, anche escludendo queste ultime due cifre, possiamo assicurarvi che un contagiri digitale è sempre più preciso di un contagiri meccanico o elettronico « a lancetta » in quanto le **centinaia di giri** si riescono a rilevare meglio leggendo direttamente il numero 4.500-4.600-4.700 su dei display che non sulla scala graduata di uno strumento circolare.

Se noterete, sulla scala graduata di un normale contagiri sono riportati i numeri solo ogni 500 giri, cioè troveremo scritto 500-1.000-1.500-2.000-2.500 ecc. mentre le centinaia sono indicate solo con dei trattini.

Inoltre un contagiri digitale ha il pregio di rilevare e indicare esattamente tre volte al secondo il numero di giri del motore mentre in un contagiri meccanico o elettronico, essendo questi ultimi ammortizzati, la lancetta si sposta lentamente e si porta sul reale numero di giri solo dopo 1-2 secondi o anche più.

A conclusione di questo discorso possiamo affermare che la differenza esistente fra un contagiri digitale ed un frequenzimetro consiste nel fatto che in quest'ultimo l'oscillatore della base dei tempi viene fatto lavorare generalmente ad 1 MHz e questa frequenza viene successivamente **divisa x 10** quattro, cinque o sei volte in modo da ottenere alla fine 100 Hz, 10 Hz oppure 1 Hz, cioè un intervallo di lettura di 0,01 secondi, 0,1 secondi o 1 secondo.

Nel contagiri digitale invece abbiamo un oscillatore della base dei tempi che può essere tarato secondo le nostre necessità da 200 a 700 Hz circa e tale frequenza viene **divisa x 100** in modo da ottenere 1,66 Hz - 3,33 Hz - 6,66 Hz, cioè degli **intervalli di lettura** di 0,6 - 0,3 - 0,2 - 0,15 secondi dipendentemente dal numero dei cilindri del motore che possono essere 2 - 4 - 6 oppure 8. Infatti, se prendiamo un numero di giri a caso, ad esempio 4.500, in base al numero dei cilindri del motore, ogni secondo all'ingresso del contagiri arriveranno:

75 impulsi per un motore a **2 cilindri**
150 impulsi per un motore a **4 cilindri**
225 impulsi per un motore a **6 cilindri**
300 impulsi per un motore a **8 cilindri**

come risulta dalla formula già riportata in precedenza e che qui riportiamo per comodità del lettore:

$$F = (G : 60) \times (C : 2)$$

Conoscendo gli impulsi che arrivano ogni secondo, determinare l'ampiezza dell'intervallo di lettura risulta uno scherzo da ragazzi in quanto sarà sufficiente applicare la seguente formula:

$$T = 45 : N$$

dove:

T è la **durata in secondi** di tale intervallo
N è il **numero di impulsi al secondo**
45 è il numero che abbiamo supposto di dover leggere

Sfruttando questa formula otterremo:

45 : 75 = 0,6 secondi (motore a 2 cilindri)
45 : 150 = 0,3 secondi (motore a 4 cilindri)
45 : 225 = 0,2 secondi (motore a 6 cilindri)
45 : 300 = 0,15 secondi (motore a 8 cilindri)

A questo punto dobbiamo precisare che quella che ci siamo appena ricavata è la durata in secondi dell'intervallo di lettura; quindi, se ci interessa conoscere la corrispondente frequenza della base dei tempi, dovremo sfruttare la seguente formula:

$$F = 1 : T$$

dalla quale otterremo:

1 : 0,6 = 1,66 Hz (motore a 2 cilindri)
1 : 0,3 = 3,33 Hz (motore a 4 cilindri)
1 : 0,2 = 5 Hz (motore a 6 cilindri)
1 : 0,15 = 6,66 Hz (motore a 8 cilindri)

In pratica l'oscillatore lavorerà a queste frequenze **moltiplicate x 100,** cioè nel caso di motore a 2 cilindri lavorerà a 1,66 x 100 = 166 Hz, con un motore a 4 cilindri a 333 Hz, con un motore a 6 cilindri a 500 Hz e con un motore a 8 cilindri a 666 Hz; tuttavia la frequenza da esso generata rimarrà sempre notevolmente più bassa di quella dell'oscillatore pilota di un frequenzimetro. Compreso come si riesca ad ottenere un numero sui display ben diverso dal numero degli impulsi che arrivano in ingresso, si può già affermare di aver compreso il funzionamento di un contagiri digitale.

Realizzato il meccanismo per ottenere questa « conversione », saranno infatti sufficienti, come in un frequenzimetro, dei contatori digitali in grado di pilotare delle decodifiche alle quali risulteranno collegati i sette segmenti dei display.

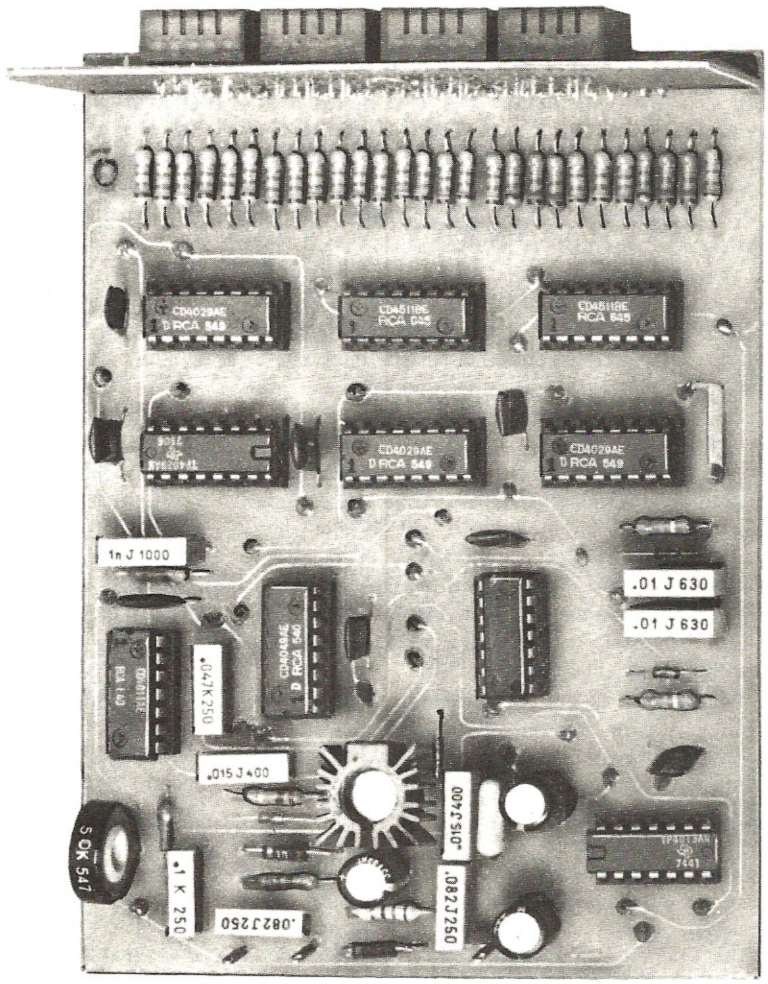


Foto del contagiri digitale visto da sopra. Si possono in questa foto notare le resistenze che alimentano tutti i segmenti dei display (da R1 a R27) e la disposizione dei vari integrati.

Naturalmente sarà necessario interporre fra le decodifiche e i display delle « memorie » in modo che i numeri sui display stessi vengano visualizzati solo alla fine di ogni ciclo di lettura e vi restino per tutto il ciclo successivo, altrimenti si vedranno i numeri correre in continuità.

Occorrerà inoltre un circuito che provveda a « pulire » gli impulsi in ingresso, nonché due diversi ingressi: uno adatto per le autovetture che impiegano l'accensione tradizionale e l'altro adatto per le autovetture che impiegano l'accensione elettronica.

Come si noterà, nel nostro circuito abbiamo scartato gli integrati TTL che sono troppo sensibili ai disturbi (e in una autovettura, questi sono elevati) adottando al loro posto i più moderni integrati C-MOS i quali, oltre a poter funzionare direttamente con i 12 volt della batteria, sentono meno i disturbi ed assorbono anche meno corrente.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro contagiri digitale, come noterete dalla fig. 1, è costituito da 10 integrati della serie C/MOS (per semplicità, nel disegno, gli integrati IC7 e IC8 sono stati suddivisi in due parti mentre i NAND e gli INVERTER contenuti in IC9 e IC10 sono stati riportati singolarmente).

Gli impulsi prelevati dalle puntine dello spinterogeno verranno applicati ad una delle due boccole d'ingresso visibili in basso sulla sinistra e più precisamente a quella che fa capo al **condensatore C17** nel caso in cui l'auto disponga di **accensione elettronica**, oppure a quella appli-

cata sulla **resistenza R32** nel caso in cui l'auto funzioni con un'**accensione tradizionale.**

Se si utilizzasse una boccola al posto dell'altra si potrebbe ottenere, in alcuni casi, una **lettura di valore doppio** rispetto alla realtà, quindi nel caso rilevaste che il vostro contagiri indica ad esempio 3.000 giri quando invece è ovvio che non potete superare i 1.200-1.500 giri, quasi certamente avete utilizzato l'ingresso sbagliato: in questi casi tuttavia è sufficiente invertire l'ingresso perché tutto riprenda a funzionare regolarmente.

Il diodo zener DZ2, che troviamo applicato subito dopo la resistenza R32, serve a limitare l'ampiezza del segnale in ingresso ad un massimo di 10 volt (tensione questa che può essere benissimo sopportata da un integrato C/MOS).

Tale diodo zener dovrà risultare necessariamente da 1 watt poiché quando si usano accensioni tradizionali sono presenti sulle puntine dei picchi di extratensione piuttosto elevati (possono superare i 200 volt) e se questi giungessero all'entrata del C/MOS lo metterebbero in breve fuori uso.

Il tratto di rete successivo, cioè quello costituito dal diodo DS3, alla resistenza R33, dal condensatore C18, dall'inverter con ingresso 14, dal NAND contenuto nell'integrato IC9, dal condensatore C19, dalla resistenza R34 e dall'inverter con ingresso 11, servirà invece per limitare i disturbi in modo che all'ingresso (piedino 11) dell'integrato IC7 arrivi un solo impulso in corrispondenza ad ogni apertura delle puntine anche se per effetto dei rimbalzi si genera ogni volta un treno di impulsi.

Questa rete è la parte più importante e delicata di tutto il contagiri perché lo rende insensibile da qualsiasi impulso spurio, non importa se prodotto dalla bobina AT, dalle candele, dalla dinamo o da altro accessorio elettrico dell'autovettura.

Sull'uscita 10 dell'inverter IC10 noi avremo così disponibili degli impulsi ben squadrati ed immuni da ogni disturbo che potremo utilizzare per pilotare i due divisori decimali tipo CD.4029 (indicati nella schema rispettivamente con le sigle IC4 e IC2) il primo dei quali, cioè IC4, servirà ovviamente per conteggiare le unità (che nel nostro caso, per quanto esposto in precedenza, equivalgono alle **centinaia di giri**) ed il secondo per conteggiare le decine (cioè le **migliaia di giri**).

Ad ognuno di questi due divisori troviamo collegata una **decodifica con memoria** tipo CD.4511 (vedi integrati IC3 e IC1) la quale servirà ovviamente per memorizzare il numero alla fine di ogni ciclo di conteggio e visualizzarlo quindi per tutto il ciclo successivo sul display ad essa collegato.

La memoria di un contagiri digitale è assolutamente necessaria, così come lo è in un frequenzimetro, poiché altrimenti noi vedremmo i numeri cambiare in continuazione; anzi, dato che questi cambiamenti avverrebbero in modo molto rapido, a causa della persistenza ottica vedremmo sempre tutti 8. I display utilizzati nel nostro schema sono degli FND.500, cioè display di cm 1,5 x 1,6.

Noi ne abbiamo previsti quattro anche se due di essi, cioè quelli che dovrebbero indicarci le unità e le decine di giri, sono collegati all'alimentazione positiva in modo da indicarci costantemente il numero 0.

A questo punto resta da vedere come funziona nel nostro contagiri **la base dei tempi,** cioè quella parte del circuito che genera gli impulsi necessari per far iniziare o cessare un ciclo di conteggio, per azzerare i contatori all'inizio del ciclo stesso ed abilitare la memoria alla fine.

Per svolgere un simile compito è necessario, come per un frequenzimetro, un oscillatore che fornisca tali impulsi ad intervalli di tempo regolari. Nel nostro schema tale oscillatore è costituito da un NAND, un inverter, dal condensatore C16, dalla resistenza R31 e dal trimmer R30 (vedi il NAND e l'inverter posti a sinistra sotto l'integrato IC5).

Il trimmer R30 ci permetterà di variare a piacimento la frequenza dell'oscillatore da un minimo di 100-150 Hz ad un massimo di 700 Hz, quindi è indispensabile per tarare perfettamente li contagiri in modo da poterlo applicare a qualsiasi motore (a 2-4-6-8 cilindri) in nostro possesso. Infatti, come abbiamo già anticipato, se il motore è a 2 cilindri, l'oscillatore dovrà lavorare a 166 Hz, se è a 4 cilindri dovrà lavorare a 333 Hz, se è a 6 cilindri dovrà lavorare a 500 Hz e se è a 8 dovrà lavorare a 666 Hz.

L'uscita di questo oscillatore (piedino 4 dell'inverter IC10) pilota i due divisori decimali tipo CD.4029 (IC5 e IC6) collegati fra di loro in cascata in modo da ottenere complessivamente una divisione X 100 della frequenza in ingresso. Sul piedino 7 d'uscita di IC6 noi avremo quindi disponibile una serie di impulsi negativi con una frequenza variabile da 1,5 a 7 Hz che ci serviranno appunto per determinare gli intervalli di lettura in funzione del numero di cilindri del motore.

Tali impulsi verranno applicati, come vedesi nello schema, all'ingresso DATA (piedino 5), dei due flip-flop IC8/A e IC7/A i quali sono due flip-flop di tipo D.

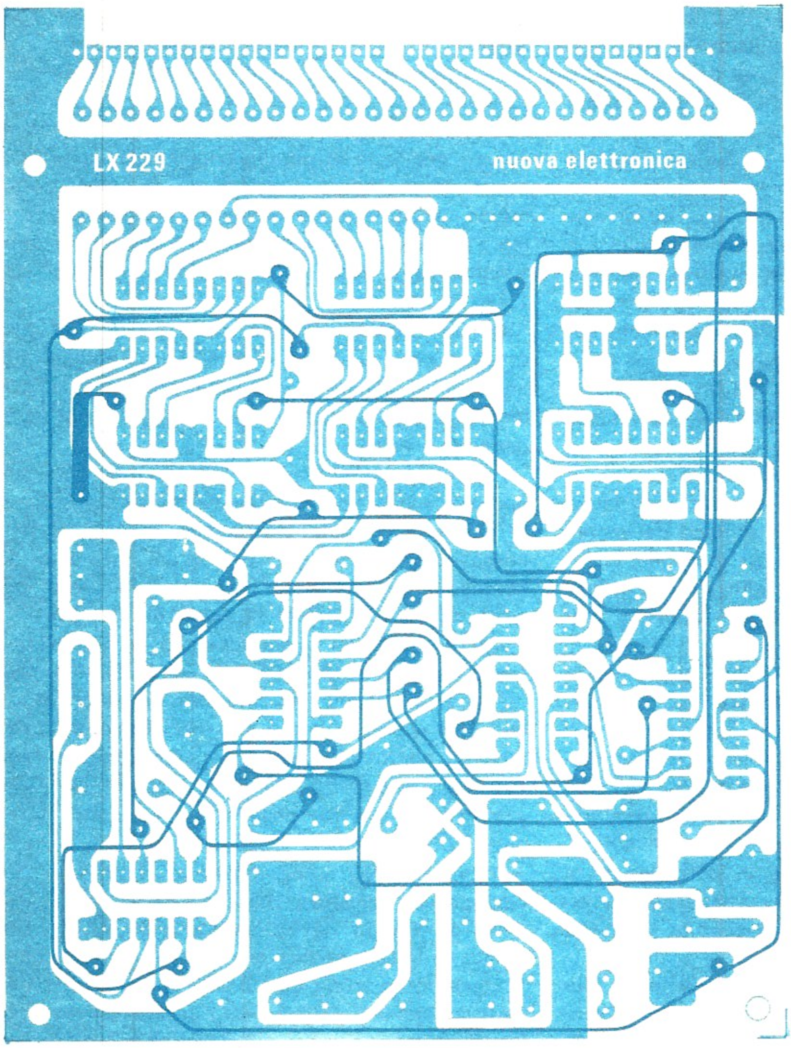


Fig. 3 Circuito stampato del contagiri riportato a grandezza naturale. Il circuito in fibra di vetro è a doppia faccia e viene fornito già forato.

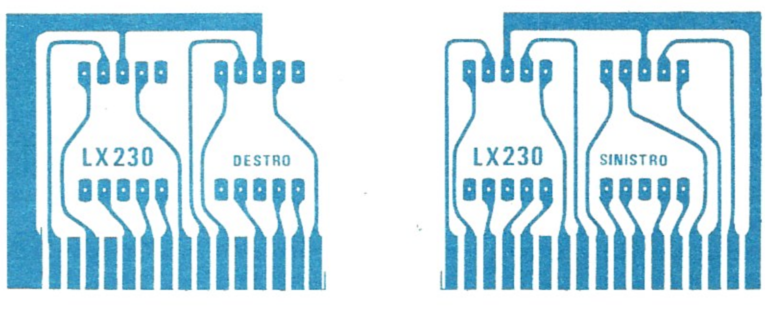


Fig. 4 I due circuiti stampati necessari per ricevere i quattro display del contagiri.

Tali flip-flop, come già saprete per averlo letto sul numero 50/51 della nostra rivista, presentano la caratteristica di variare la condizione logica in uscita solo ed esclusivamente nell'istante in cui il segnale di clock passa dallo stato logico 0 allo stato logico 1 e più precisamente in questo istante l'uscita assumerà la stessa condizione logica presente sull'ingresso DATA.

Ogni altra variazione, sia sull'ingresso di clock, sia sull'ingresso DATA non comporta variazioni in uscita, a meno che non si agisca sugli ingressi di SET e di CLEAR.

Lo schema interno di questi integrati con le connessioni dei terminali è visibile in fig. 2.

Ricordiamo che all'interno di un integrato tipo CD.4013 come quelli da noi utilizzati sono presenti due flip-flop di tipo D (infatti troviamo nello schema elettrico due IC7 e due IC8 distinti con le sigle A-B) essendo disegnato un pallino sull'ingresso di clock (piedino 3 oppure piedino 11), questi flip-flop funzionano esattamente all'opposto di questo in precedenza enunciato, cioè lo stato logico in uscita cambia solo quando il clock passa dalla condizione 1 alla condizione 0.

Premesso questo noteremo che i flip-flop IC8/A IC7/A sono pilotati direttamente dal segnale generato dall'oscillatore, segnale che a seconda del numero dei cilindri del motore potrà risultare a 200-300 oppure 500 Hz e poiché al loro ingresso DATA arrivano (direttamente o invertiti) gli impulsi negativi generati da IC6, questi impulsi ce li ritroveremo con un attimo di ritardo sulle uscite QA (piedino 1) e QB (piedino 2) dei medesimi e da qui andranno a pilotare gli altri integrati del circuito.

In particolare l'uscita QB di IC8/A verrà sfruttata per fornire gli impulsi di abilitazione (impulsi negativi) per le due decodifiche IC1 e IC3 mentre l'uscita QA verrà sfruttata per resettare dopo che avremo abilitato le decodifiche, lo stesso flip-flop (tramite la rete costituita da R29, DS2, C15) in modo da riportare immediatamente l'uscita QB in uno stato logico 1. L'uscita QB di IC7/A verrà invece applicata sia all'ingresso DATA di IC8/B (piedino 9), sia all'ingresso RESET di IC7/B (piedino 10). In tal modo il flip-flop IC8/B ci fornirà sull'uscita QA (piedino 13) gli impulsi positivi necessari ad azzerare i divisori IC2 e IC4 alla fine di ogni ciclo di conteggio. Subito dopo che il numero è stato memorizzato (da notare che il flip-flop IC8/B si resetta automaticamente), entra in funzione il flip-flop IC7/B il quale svolge queste tre distinte funzioni:

1) provvede a bloccare il passaggio degli impulsi provenienti dalle puntine e diretti ai divisori IC2 e IC4 ponendo a massa uno dei due ingressi di un NAND (il piedino 13 di IC7/B, portandosi in condizione logica 0, pone a massa il piedino 12 del NAND ad esso collegato).

2) Un impulso positivo presente sull'uscita QB (piedino 12 sempre di IC7/B) provvederà a bloccare per qualche istante il funzionamento dell'oscillatore pilota.

3) Lo stesso impulso positivo che blocca l'oscillatore provvede automaticamente ad azzerare i divisori IC5 e IC6 agendo sul piedino 1 (PRESET).

Naturalmente tutte queste funzioni avvengono in un tempo brevissimo poiché appena arriva un nuovo impulso dalle puntine (impulso che viene applicato anche all'ingresso di clock, piedino 11, di IC7/B), i contatori riprenderanno automaticamente il conteggio. In altre parole, il funzionamento del nostro circuito può essere riassunto come segue:

1) **Inizia un ciclo di conteggio:** gli impulsi provenienti dalle puntine possono raggiungere i divisori IC2 e IC4 e farli avanzare.

2) **Termina l'intervallo di lettura:** un impulso negativo generato in uscita da IC6 provvede, tramite i vari flip-flop, a bloccare il passaggio degli impulsi provenienti dalle puntine in modo che non possano più raggiungere i divisori ma solo l'ingresso di clock di IC7/B.

Contemporaneamente da IC8/A parte un impulso negativo che abilita gli integrati IC1 e IC3 a memorizzare la lettura e subito dopo un impulso positivo proveniente da IC8/8 azzera i due contatori IC2 e IC4. Dal canto suo IC7/B prima blocca l'oscillatore pilota, poi azzera i due contatori IC5 e IC6, quindi sblocca il tutto consentendo l'inizio di un nuovo ciclo di conteggio.

Come noterete il circuito è più semplice di quanto non possa sembrare a prima vista, tuttavia è stato curato nei minimi particolari per ottenere da esso le migliori prestazioni in qualsiasi condizione di funzionamento. Soprattutto ci siamo preoccupati di eliminare gli impulsi spurii in ingresso che avrebbero potuto alterare la lettura e di stabilizzare e filtrare ben bene la tensione di alimentazione in modo che non si abbiano picchi che potrebbero provocare danni irreparabili agli integrati. Questo problema è stato risolto utilizzando la rete costituita dal transistor TR1, dallo zener DZ1 e dalle resistenze e condensatori ad essi collegati.

Un'ultima considerazione da fare su questo schema riguarda i display e precisamente il primo display sulla sinistra (quello, tanto per intenderci che dovrà conteggiare le migliaia di giri).

Come noterete, questo display è l'unico ad avere il « punto decimale » collegato, tramite la resistenza R8, al positivo di alimentazione quindi su di esso tale dovrà rimanere permanentemente acceso.

I valori delle resistenze da noi applicate a ciascuno dei sette segmenti di ogni display sono stati calcolati in modo da ottenere la miglior luminosità possibile senza danneggiare le decodifiche e i display stessi tuttavia potranno essere variati leggermente a discrezione di chi monta il circuito. In particolare, se i display vi sembreranno poco luminosi, potrete diminuire il valore di queste resistenze portandolo dagli attuali 1.200 ohm ad esempio, a 1.000 ohm, mentre se la loro luminosità risultasse troppo forte, potrete sempre aumentare il valore delle resistenze fino a 1.500-1.800 ohm.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per realizzare questo contagiri digitale sono necessari tre circuiti stampati: il primo (a doppia faccia) siglato LX229 e visibile a grandezza naturale in fig. 3, servirà per ricevere gli integrati, le resistenze e i condensatori mentre gli altri due, siglati rispettivamente LX230 DESTRO e LX230 SINISTRO e visibili, sempre a grandezza naturale, in fig. 4, serviranno per i quattro display (due per telaietto). Questa soluzione è stata da noi adottata per consentirvi di ottenere, alla fine della realizzazione, un montaggio esteticamente perfetto e sicuramente funzionante dal momento che non sarà necessario eseguire nessuna operazione di cablaggio.

Come potrete vedere dalla fig. 5, infatti, entrambi i telaietti dei display dispongono di un proprio connettorino che si innesta direttamente sul corrispondente connettore presente sul circuito stampato LX229 mantenendolo in posizione verticale rispetto a quest'ultimo e che non consente errori di inserimento. Quindi le difficoltà di montaggio sono ridotte al minimo e anche l'ingombro di tutto il contagiri (telaietto dei display compreso) non è certo superiore a quello di una normalissima autoradio.

Prima di inserire i componenti sul circuito stampato LX229, dovremo effettuare tutti i ponticelli di collegamento fra le piste inferiori e superiori, cercando di non tralasciarne nessuno e controllando possibilmente con un ohmetro, al termine dell'operazione che si sia verificato il necessario collegamento elettrico fra le due facce. Non ci stancheremo mai di ripetere che da come vengono effettuati questi ponticelli nonché le stagnature dei terminali degli integrati, dipende la buona riuscita di tutto il circuito, quindi se non vorrete avere brutte sorprese, attenetevi scrupolosamente ai nostri consigli anzi, se non vi ritenete grossi « stagnatori » e se in passato avete già avuto noie per questo motivo, prima di accingervi alla realizzazione leggetevi attentamente l'articolo « Come stagnare sui circuiti stampati » apparso sul n. 50/51 della rivista.

Per il montaggio dei componenti su questo circuito stampato dovremo attenerci allo schema pratico di fig. 6 nel quale, per semplicità, non sono stati riportati gli zoccoli degli integrati e l'aletta di raffreddamento di cui dovremo necessariamente dotare il transistor TR1.

Tali zoccoli, nonché l'aletta, vi verranno comunque forniti nel kit.

Cominceremo ad esempio con le resistenze (dato che sono i componenti che stanno più in basso, quindi potrebbe divenire problematico inserirle in un secondo tempo) cercando di ripiegarne i terminali a squadro ad uguale distanza dal corpo (soprattutto per quelle vicine al telaietto dei display che risultano tutte da 1.200 ohm) in modo da ottenere un montaggio esteticamente perfetto

Potremo poi proseguire con i diodi e gli zener, cercando di rispettarne la polarità, poiché se ne monteremo uno solo alla rovescia non potremo poi pretendere che il circuito funzioni (da notare che il DS4, sullo schema pratico di fig. 6, è completamente coperto dal condensatore poliestere C21, quindi, per evitare errori, vi diremo che il catodo, cioè il terminale contraddistinto da una fascia bianca o nera, deve risultare rivolto verso l'integrato IC7, come del resto appare evidente nella serigrafia che troverete sullo stampato).

Gli inconvenienti che potrete rilevare scambiando la polarità di uno di questi diodi o zener possono elencarsi in quanto segue:

DS1 - blocca l'alimentazione a tutto il circuito quindi i display rimarranno spenti

DS2 - può arrecare danni all'integrato IC8

DS3 - blocca il passaggio degli impulsi in ingresso, quindi sui display apparirà sempre il numero 0.000

DS4 - può arrecare danni all'integrato IC8

DZ1 - fa scendere la tensione sulla base di TR1 a soli 0,7 volt e di conseguenza il circuito non viene più alimentato e i display rimangono spenti.

DZ2 - limita il segnale in ingresso a soli 0,7 volt cioè ad un livello insufficiente per pilotare l'inverter IC10, quindi sui display apparirà sempre lo stesso numero 0.000

A questo punto potremo montare gli zoccoli per gli integrati, i condensatori (rispettare la polarità di quelli elettrolitici), il trimmer di taratura ed il

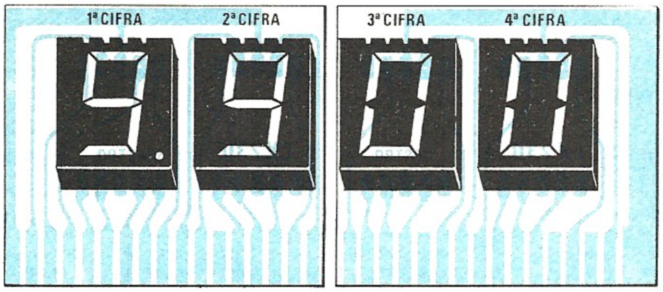


Fig. 5 Sui due circuiti LX230 monteremo i quattro display tenendo la parte zigrinata rivolta verso l'alto.

NOTA - Gli integrati IC7-IC8-IC9-IC10 cioè i CD.4013 e CD.4011 equivalenti agli MC.14013 e MC.14011 debbono risultare tutti del tipo AE oppure tutti del tipo BPC o PC. Se abbiamo acquistato per IC7 e IC8 un integrato CD.4013.AE anche IC9 e IC10 dovranno risultare di questo tipo. Se utilizzeremo per IC7 e IC9 un CD.4013.BP e IC8 e IC10 risultassero del tipo CD.4013.AE il circuito potrebbe non funzionare. Quindi controllare che IC7-IC8-IC9-IC10 risultino dello stesso tipo cioè BP o AE.

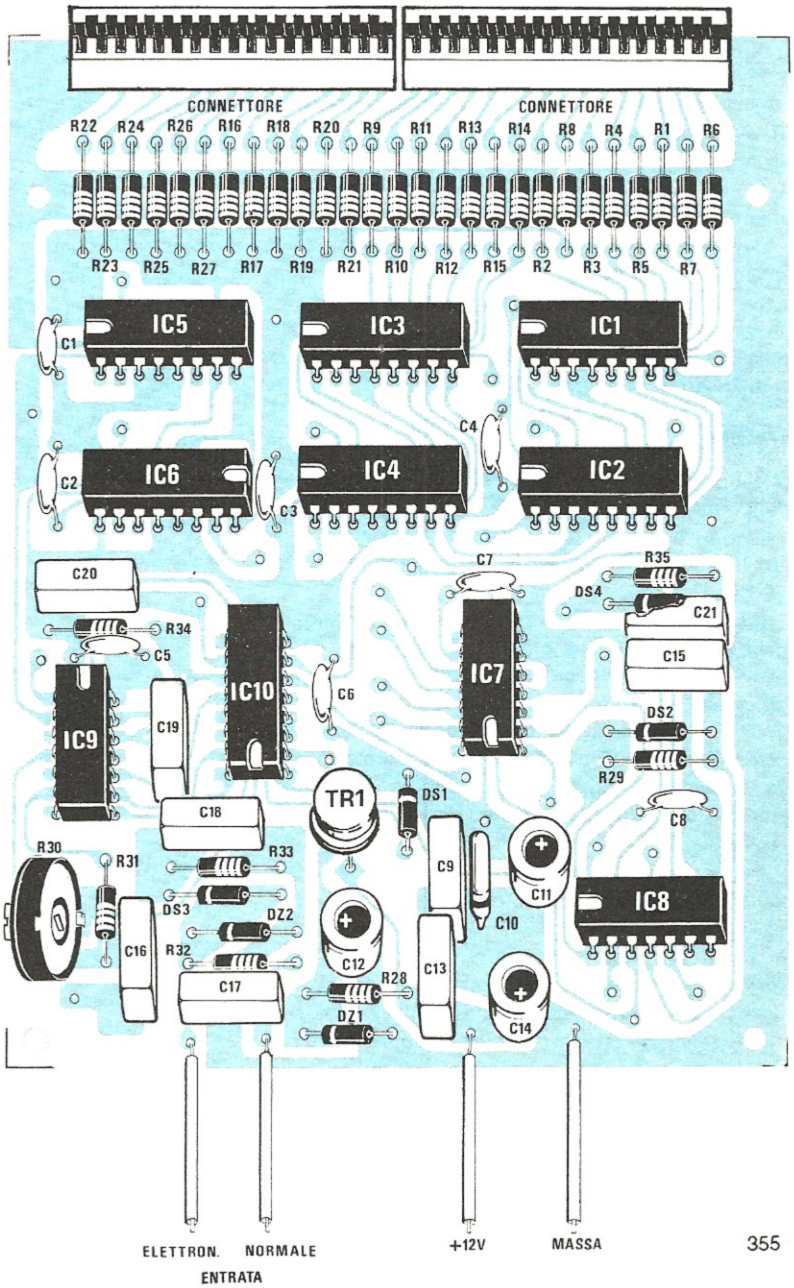


Fig. 8 Schema pratico necessario alla realizzazione del telaio di base. Si noti la disposizione delle tacche di riferimento degli integrati.

transistor TR1 (ricordando di applicargli l'apposita aletta di raffreddamento).

Per ultimi potremo inserire gli integrati sugli zoccoli ed a tale proposito dobbiamo fare due piccole precisazioni.

Innanzitutto dobbiamo precisare che ognuno di questi integrati dispone sul proprio involucro di una sigla che lo contraddistingue e di una tacca di riferimento per individuare il piedino n. 1.

La tacca dovrà naturalmente risultare rivolta come indicato sulla serigrafia oppure nello schema pratico di fig. 6 tuttavia non sempre essa ha la forma da noi indicata, quindi soprattutto gli inesperti potrebbero trovarsi in imbarazzo.

Anche la sigla, a seconda della Casa che produce l'integrato, può risultare leggermente diversa da quella da noi indicata, ad esempio invece di CD.4029 potremmo trovare scritto TP.4029: è tuttavia ovvio che se il numero, o almeno una parte di esso, corrisponde, i due integrati saranno perfettamente equivalenti.

Dobbiamo inoltre ricordare che quando si inseriscono gli integrati negli zoccoli, spesso succede che un terminale si ripieghi verso l'interno al di sotto dell'involucro in modo così perfetto da sembrare che il terminale stesso risulti inserito nello zoccolo.

TARATURA

Per tarare il nostro contagiri si possono seguire due strade diverse a seconda che si possegga o meno un'adeguata strumentazione che nella fattispecie consiste in un generatore di bassa frequenza.

Disponendo di tale strumento noi potremo regolarlo in maniera da ottenere in uscita ad esempio 50 Hz ed applicare quindi questo segnale indifferentemente ad una delle due boccole d'ingresso del contagiri. A questo punto dovremo agire sul cursore del trimmer R30 ruotandolo in senso orario o antiorario fino a leggere sui display l'indicazione dei giri corrispondenti del nostro motore.

Per far questo sarà sufficiente ricordare la formula già riportata in precedenza e che ci fornisce il numero dei giri in funzione della frequenza in ingresso, cioè:

Numero giri = (freq. x 60) : (N : 2)
dove N è il numero dei cilindri.

Supponendo che la frequenza applicata in ingresso risulti di 50 Hz, avremo quindi:

(50 x 60) : (2 : 2) = **3.000 giri**
per un motore a **2 cilindri**

(50 x 60) : (4 : 2) = **1.500 giri**
per un motore a **4 cilindri**

(50 x 60) : (6 : 2) = **1.000 giri**
per un motore a **6 cilindri**

In altre parole se disponiamo di un'autovettura a 2 cilindri, dovremo tarare il trimmer R30 in modo che sui display si legga il n. 3.000, se la nostra autovettura è a 4 cilindri, dovremo tarare lo stesso trimmer in modo da leggere 1.500, se infine è a 6 cilindri dovremo tararlo per leggere 1.000.

Non disponendo di un generatore di BF, il modo più semplice per tarare il contagiri è quello di procurarsi un trasformatore con un secondario a 10-12 volt e collegare appunto i due terminali di questo secondario uno alla massa del nostro circuito e l'altro ad una delle due boccole d'ingresso.

Così facendo noi avremo disponibile un segnale sinusoidale a 50 Hz, quindi potremo tarare il trimmer R30 come indicato in precedenza, cioè per leggere 3.000-1.500 oppure 1.000 giri aseconda che il nostro motore risulti rispettivamente a 2, 4 oppure 6 cilindri.

Una volta tarato su questa frequenza, il circuito lo risulterà anche per tutte le altre, come potrete facilmente constatare applicando in ingresso ad esempio 100 o 150 Hz.

Giunti a questo punto, potremo applicare il contagiri sul cruscotto della nostra vettura effettuando i tre collegamenti che sono necessari con degli spezzoni di filo di rame ricoperto in plastica. In particolare dovremo collegare i due terminali di alimentazione indicati nello schema pratico di fig. 5 con le scritte **+ 12** e **massa** rispettivamente al polo positivo e negativo della batteria, mentre il terminale d'ingresso prescelto (quello collegato al condensatore se l'autovettura dispone di accensione elettronica e quell'altro in caso contrario) dovrà risultare collegato alla presa sulla bobina indicata generalmente con la lettera D oppure allo spinterogeno.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX229 del contagiri . . . . L.	9.800
I due circuiti stampati LX230 dei display L.	2.600
Tutto il materiale occorrente per la realizzazione cioè i tre circuiti stampati, le resistenze, i condensatori, il trimmer, i diodi, gli zener, il transistor, gli integrati con relativi zoccoli, i display, un'aletta di raffreddamento a raggiera e due connettori da stampato . . . .L.	61.300

I prezzi sopra riportati non comprendono le spese postali.

ELCO ELETTRONICA

Sede: 31030 COLFOSCO - via Barca II. 46 - telefono 0438-27143
Filiale: 31015 CONEGLIANO - via Manin 26 B - tel. 0438-34692
Filiale: 32100 BELLUNO - via Rosselli, 109 - telefono 0437-20161

ALTOPARLANTI RCF per alta fedeltà - Impedenza solo 8 Ohm

Tipo	Dimensioni ∅	Potenza W	Frequenza Hz	Prezzo
WOOFER				
L8P/04	210	45	32 3000	L. 23.600
L10P/7	264	60	30/3000	L. 30.500
L12P 13	320	75	20 3000	L. 63.800
MIDDLE RANGE				
MR45	140	40	800/23000	L. 20.900
TW10	96	40	3000 25000	L. 18.800
TW105	130	40	5000/20000	L. 21.800

TWEETER A TROMBA COMPLETO di unità e lente acustica

Tipo	Dimensioni	Potenza W	Frequenza Hz
TW200	800 x 350 x 530	100	500/20000

L. 198.000

TROMBE PER MEDIE ALTE FREQUENZE senza unità

Tipo	Dimensioni	Prezzo
H2010	200 x 100 x 158	L. 7.800
H2015	200 x 150 x 192	L. 11.200
H4823	235 x 485 x 375	L. 42.400

UNITA' PER TROMBE

Tipo	Dim. ∅	Prof.	Potenza W	Frequenza Hz	Prezzo
TW15	86	78	20	800/15000	L. 24.900
TW25	85	80	30	800/15000	L. 36.700
TW103	176	65	100	3000 20000	L. 57.900

ALTOPARLANTE PER STRUMENTI MUSICALI tipo professionale

Tipo	Dimensioni ∅	Potenza W	Frequenza Hz
L15P 100A	385	150	45 10000

L. 120.800

ALTOPARLANTI PER STRUMENTI MUSICALI - Impedenza 4 o 8 Ohm da specificare nell'ordine

Dimensioni ∅	Potenza W	Risonanza Hz	Freq. lav. Hz	Prezzo
200	15	90	80/7000	L. 6.300
250	30	65	60 8000	L. 10.800
320	30	65	60/7000	L. 22.500
250	60	100	80 4000	L. 23.400
320	40	65	60/6000	L. 37.800
380	60	60	40 6000	L. 52.200
ALTOPARLANTI DOPPIO CONO				
200	6	70	60/15000	L. 4.900
250	15	65	60 14000	L. 11.700
320	25	50	40/16000	L. 31.500
320	40	60	50 13000	L. 39.500
450	80	25	20/8000	L. 99.000
ALTOPARLANTI PER ALTA FEDELTA'				
Tweeter				
88 x 88	10	—	20 18000	L. 4.500
88 x 88	15	—	20/15000	L. 5.400
88 x 88	40	—	20 20000	L. 9.500
∅ 110	50	—	20/2000	L. 10.800
Middle range				
130	25	400	800 10000	L. 9.000
130	40	300	600/9000	L. 11.700
Woofer				
200	20	28	40 3000	L. 15.300
200	30	26	40/2000	L. 18.900
250	35	24	40/2000	L. 25.200
250	40	22	35 1500	L. 32.500
320	50	20	35/1000	L. 46.800

TUBI PER OSCILLOSCOPIO

2AP1	L. 11.800
3BP1	L. 13.600
5CP1	L. 16.000
7BP7	L. 22.600
DG7 32	L. 46.000
DG13 132	L. 65.000

Confezione 100 resistenze assortite	L. 500
Confezione 100 condensatori assort.	L. 2.600
Conf. 10 zoccoli per integ. 14 16 pin	L. 2.000
Conf. 10 zoccoli per integrati piedini sfalsati	L. 2.400

COONETTORI LUMBERG FEMMINA per schede passo 3.96 mm. contatti dorati

	Terminali a saldare	per circuito stampato	terminali lunghi
15 poli	L. 1.750	L. 1.750	L. 1.950
18 poli	L. 2.000	L. 2.000	L. 2.200
22 poli	L. 2.250	L. 2.300	L. 2.500
15 + 15 poli	L. 2.600	L. 2.600	L. 2.850
18 + 18 poli	L. 3.000	L. 3.000	L. 3.300
22 + 22 poli	L. 3.500	L. 3.500	L. 3.850

VALVOLE SPECIALI

OA2	L. 2.200	813	L. 22.900
OOEO3 12	L. 6.400	2050	L. 3.400
OOEO3/20	L. 42.700	6011	L. 23.100
2D21	L. 2.400	6146/A	L. 7.100
807	L. 2.800	6146 B	L. 8.100
811A	L. 8.300	4CX250	L. 50.000
812A	L. 16.400		

ATTENZIONE: Al fine di evitare disguidi nell'evasione degli ordini si prega di indirizzare a Conegliano e di scrivere in stampatello, indicando indirizzo completo città e C.A.P.
Richiedeteci qualsiasi tipo di materiale elettronico anche se non è pubblicato nella presente rivista. Forniamo a richiesta qualsiasi preventivo.
Quotazioni speciali per industrie.

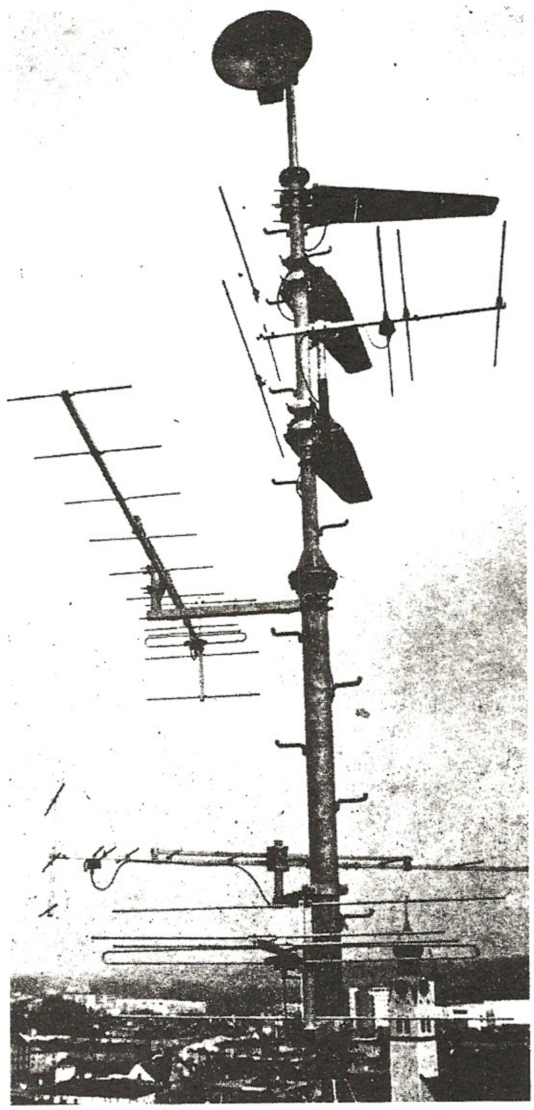
Condizioni di pagamento: Contrassegno più le spese per la spedizione. Non si prendono in considerazione ordinativi per un importo inferiore a L. 5.000.
N.B. i prezzi possono subire delle variazioni dovute all'andamento di mercato. Sconti particolari per quantitativi.

Chi ancora non conosce quale differenza esiste tra Nuova Elettronica e le altre riviste forse riuscirà a capirlo leggendo questo articolo relativo alla taratura del trasmettitore FM per radio libere.

Noi infatti, presentandovi sul numero 50/51 tale trasmettitore, non ci siamo limitati a fornirvi lo schema elettrico dei vari stadi, ma ben sapendo che in AF tutti i valori dei componenti debbono essere calcolati esclusivamente in funzione del circuito stampato, ci siamo preoccupati di realizzare diversi prototipi in modo da potervi indicare, non solo il valore esatto di capacità che deve essere inserito nei vari punti, ma anche la miglior disposizione in cui collocare i diversi componenti per ottenere il massimo di potenza in uscita.

Sappiamo infatti per esperienza che una semplice modifica al circuito stampato può comportare notevoli mutamenti nelle capacità, tanto che laddove si richiedeva un valore di 100 pF, spostando una o due piste, possono risultarne necessari solo 80 o anche meno. Perciò è giusto ricordarvi, prima di iniziare questo articolo riguardante la taratura del trasmettitore, che i valori dei componenti riportati in ogni schema sono quelli richiesti dal nostro circuito stampato.

Premesso questo, possiamo passare a spiegarvi come si deve tarare il circuito per farlo funzionare nel migliore dei modi ed a tale proposito, se volessimo seguire la normale prassi adottata dalle altre riviste, potremmo cavarcela con queste quattro parole: « *tarate tutti i trimmer ed i compensatori in modo da ottenere in uscita la frequenza richiesta ed il massimo di potenza* » e nello stesso tempo potremmo sfruttare tutto lo spazio che ora ci serve per questa dissertazione per inserirvi tante pagine « pubblicitarie »



NOTE tecniche PER TARARE un TRASMETTITORE in FM per emittenti private

molto più redditizie e per le quali non c'è certo bisogno di spremersi le meningi per farsi comprendere.

Così facendo però sapremmo fin dall'inizio che solo pochi esperti riuscirebbero a portare a termine con successo la loro impresa.

Potremmo anche essere un po' più precisi e dirvi ad esempio: *« Prendete un oscilloscopio da 500 MHz e come noi collegatelo sul punto TP1, quindi tarate il trimmer X fino ad ottenerne un'ampiezza di circa 600 millivolt picco-picco, infine controllando con un analizzatore di spettro le frequenze spurie, tarate i vari compensatori per il massimo di potenza leggendo la potenza stessa su un wattmetro per UHF »*. Ma quanti fra i nostri lettori dispongono di una simile attrezzatura?

Crediamo non più di 1 su 10.000, quindi non possiamo certo pensare di insegnarvi a tarare questo trasmettitore come l'abbiamo tarato noi, cioè con quella strumentazione raffinatissima che ci serve per preparare e controllare i prototipi, bensì dobbiamo indicarvi una strada che vi consenta di farlo con quel minimo di strumentazione di cui ogni laboratorio, anche il più malandato, dispone.

Proprio per questo abbiamo scelto come « cavia », per redigere questo articolo, non il tecnico più esperto della nostra équipe, bensì un principiante e ci siamo annotati uno per uno tutti gli errori che lo stesso commetteva e le domande che di volta in volta ci rivolgeva in modo da poter consigliare a chi legge di « non fare così », « non toccare là », « non spostare qua », ma fare solo ed esclusivamente quello che noi precisiamo.

Abbiamo così constatato che il minimo indispensabile ad un lettore per tarare in modo perfetto il nostro circuito è rappresentato dai seguenti strumenti:

a) un comune tester da 20.000 ohm x volt

b) un normale oscilloscopio da 8-10 MHz (ad esempio il modello Hameg da noi presentato sulla rivista 45/46)

c) un frequenzimetro digitale (ad esempio il nostro LX1000 presentato sui nn. 27-28)

In questo articolo vi spieghiamo come si deve procedere per tarare il trasmettitore FM descritto sul numero 50/51 in modo che chiunque, con un minimo di attrezzatura, riesca a portare a termine con successo questa operazione.



d) una normale sonda di carico (da noi presentata su questo stesso numero)

e) un comunissimo ricevitore in FM (serve anche il sintonizzatore LX193 presentato sul n. 48)

Ovviamente ci rendiamo conto che anche questo non è poco, ma purtroppo in tutte le cose, quel che ci vuole, ci vuole.

Volendo, potremmo eliminare anche il frequenzimetro e l'oscilloscopio ma in questo caso, anziché due o tre ore per tarare il circuito, ne risulterebbero necessarie molte di più e non sempre riuscirebbero ad ottenere i risultati desiderati.

Bisogna infatti tener presente che per eseguire in modo perfetto questa operazione è necessario misurare delle frequenze, ad esempio i 500 Kilohertz dell'eccitatore FM, i 10 MHz dell'oscillatore a quarzo (dovremo pur verificare se oscilla) e controllare infine che la frequenza miscelata in uscita risulti pari a

10,5 + 90 = 100,5 MHz

cioè abbiamo dei numeri di cui bisogna per forza verificare l'entità. Non è detto che qualcuno fra di voi non sia tanto bravo che di primo acchito, girando i compensatori così a caso, riesca a tarare il trasmettitore meglio di chi dispone di un oscilloscopio o di un frequenzimetro: tutto a questo mondo è possibile, anche vincere il primo premio alla Lotteria di Merano, ma noi non possiamo vivere su questa speranza.

Quindi, proprio perché vogliamo che tutti riescano nell'impresa, vi ripetiamo ancora una volta che un minimo di strumentazione dovrete in qualche modo procurarvela (ad esempio facendovi aiutare da un amico), dal momento che se si desidera leggere un valore di frequenza ben preciso, occorre anche disporre di uno strumento in grado di misurarla. Del resto se voi foste un chimico e dovreste preparare una miscela composta da 10 grammi della sostanza X, 48 grammi del liquido Z, 22 grammi della polvere Y, siamo certi che vi procurereste innanzitutto una bilancia di precisione oppure fareste misurare i quantitativi richiesti da qualcuno che già la possiede.

Nessuno crediamo si fiderebbe di prendere un pizzico di questo e una manciata di quell'altro così a caso e ritenere che alla fine il preparato presenti le caratteristiche richieste.

Se poi da questa miscela dovessimo ricavarci una medicina, è ovvio che nessuno si azzarderebbe, avendo adottato un sistema così empirico, ad utilizzarla in quanto, non rispettando le dosi, una lozione medicamentosa può facilmente trasformarsi in una soluzione tossica se non addirittura in un veleno.

Analogamente il nostro trasmettitore è un apparato che deve funzionare secondo dei canoni ben prestabiliti, cioè se decidiamo di trasmettere sui 100,5 MHz, la frequenza in uscita deve essere esattamente di 100,5 MHz, quindi per tararlo in modo corretto occorrono degli strumenti che consentano di effettuare delle misure ben precise e non approssimative.

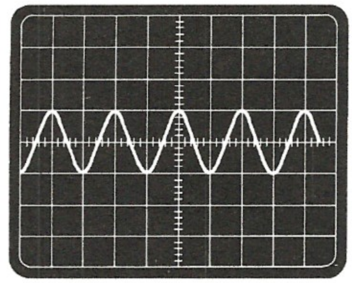


Fig. 1 Ruotando il trimmer R1 della sensibilità al massimo, docompressore (integrato IC1) un vremo applicare in ingresso al segnale di BF di 100 millivolt picco-picco.

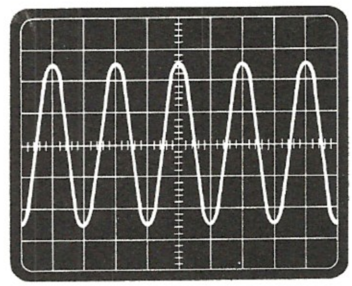


Fig. 2 Con 100 millivolt in ingresso sul punto di controllo TP.A dovremo rilevare un segnale la cui ampiezza si aggirerà attorno ai 600 millivolt, cioè 6 quadretti in verticale. Se risulta inferiore agire sul trimmer R4 della compressione.

TARATURA DELLO STADIO ECCITATORE FM LX239

Prima di accingerci ad eseguire qualsiasi taratura sia su questo stadio che su quelli successivi, dovremo innanzitutto **fissare il telaio alla base metallica del contenitore** tenendolo sollevato da questa di circa 1,5 cm tramite gli appositi distanziali.

Infatti se noi tarassimo il circuito ad esempio su un tavolo di legno ed andassimo poi in un secondo tempo ad inserirlo entro il mobile, ci accorgeremmo che tutti i trimmer ed i compensatori debbono essere di nuovo ritoccati a causa delle capacità introdotte dal piano metallico sottostante. Quindi per evitare di dover eseguire due volte la stessa operazione, ricordatevi di rispettare rigorosamente questo nostro avvertimento. Premesso questo possiamo iniziare con la prima taratura che è quella riguardante **l'integrato compressore.**

Come sappiamo, le norme ministeriali riguardanti la trasmissione FM vietano di superare i 75 KHz di deviazione massima in più o in meno, quindi noi dovremo innanzitutto preoccuparci di tarare la scala del microamperometro collegato a questo integrato in modo che ci indichi con estrema esattezza quando si raggiungono questi 75 KHz.

A tale proposito dovremo procurarci un oscillatore di BF in grado di fornirci in uscita un'onda sinusoidale di frequenza compresa fra i 500 e i 2000 Hz, dotato possibilmente di attenuatore.

Dopo aver collegato l'uscita di questo generatore di BF all'oscilloscopio, regoleremo l'amplificatore verticale di quest'ultimo sulla portata **50 millivolt x cm** ed agiremo quindi sull'attenuatore d'uscita del nostro oscillatore finché l'ampiezza della sinusoide non risulterà tale da « coprire » due quadretti in verticale (usando il nostro sweep di BF siglato LX146 si dovrà porre l'attenuatore su 50 dB), come vedesi in fig. 1. Così facendo noi avremo disponibile un segnale sinusoidale di ampiezza pari a **100 millivolt picco-picco** come appunto si richiede per tarare lo strumento del trasmettitore.

Tale segnale di BF lo applicheremo ora all'ingresso dello **stadio eccitatore FM** dopodiché ruoteremo il trimmer R1 della **sensibilità d'ingresso** al massimo e il potenziometro R11 della **deviazione massima di frequenza** a circa 3/4 della sua escursione (sempre verso il massimo).

La manopola di tale potenziometro ovviamente sarà ad indice oppure disporrà di una riga bianca o nera per poter stabilire in quale posizione si trova ruotata e noi, in corrispondenza della posizione su cui abbiamo arrestato l'indice, riporteremo sul pannello un « punto di riferimento » che ci servirà, durante la trasmissione, per controllare quando si raggiungono i 75 KHz di deviazione massima.

Fatto questo, potremo alimentare lo **stadio eccitatore FM** con le due tensioni richieste, cioè con i 12 e i 18 volt.

Noteremo subito che il segnale di BF applicato farà deviare la lancetta dello strumento verso il fondo scala tarate a questo punto il trimmer R27 in modo che la lancetta si fermi sull'indicazione 75 (se lo strumento dispone di una scala graduata da 1 a 100) oppure su un punto che risulti per noi di riferimento.

Ad esempio se lo strumento è un vu-meter e dispone di una scala per 3/4 nera e per 1/4 rossa, regolate questo trimmer in modo che la lancetta si fermi esattamente sulla linea di separazione fra nero e rosso: in tal modo, quando trasmetterete e vedrete la lancetta arrivare nella zona rossa, capirete immediatamente di essere in « fuorigiri » e potrete prendere i provvedimenti del caso.

Se applicando in ingresso al trasmettitore il segnale prelevato da un preamplificatore o da un giradischi noterete che la lancetta dello strumento supera continuamente il punto di riferimento dei 75 KHz di deviazione, dovrete regolare il **trimmer R1 della sensibilità in ingresso** in modo che la lancetta si mantenga al di sotto di questo limite. Se invece la deviazione di frequenza risulta sempre troppo bassa, potrete agire sul potenziometro R11 ruotandolo dai 3/4 verso il massimo. Se anche in questo caso non si riusciranno ad ottenere i 75 KHz massimi, significa che il segnale in ingresso ha un'ampiezza inferiore ai 50 millivolt picco-picco, quindi occorre preamplificarlo.

In genere però il problema che si dovrà risolvere sarà quello di ridurre la sensibilità in ingresso agendo sul trimmer R1 poiché anche il più scadente preamplificatore riesce sempre a fornire in uscita un segnale di ampiezza superiore ai 100 millivolt.

A questo punto, sempre applicando in ingresso il segnale a 100 millivolt prelevato dal generatore di BF, dovremo visualizzare sull'oscilloscopio il segnale presente nel punto TPA e ruotare quindi il trimmer R4 che regola la **compressione** finché l'ampiezza di questo segnale non risulterà pari a circa 600 millivolt (con l'amplificatore verticale dell'oscilloscopio su **100 millivolt x cm**

dovranno risultare coperti circa 6 quadretti, come vedesi in fig. 2).

Normalmente tale trimmer andrà **ruotato a metà corsa,** anzi se volete accettare un nostro consiglio, **ponetelo subito** in questa condizione. Infatti se lo ruoteremo in modo da inserire la massima resistenza, l'integrato opererà una compressione molto bassa, quindi potremo superare i 75 KHz di deviazione di frequenza; se invece lo ruoteremo tutto in senso contrario, la compressione sarà maggiore e riusciremo a malapena a raggiungere i 50 KHz di deviazione. Inoltre, con troppa compressione, la voce ed i suoni perderanno gran parte delle loro sfumature in quanto il segnale preamplificato riuslterà troppo « piatto » ed a questo si aggiunge l'inconveniente che se arriva in ingresso un segnale di ampiezza molto elevata l'integrato, dovendo agire drasticamente per limitare questa ampiezza, non riuscirà per inerzia a riportarsi velocemente nelle normali condizioni se subito dopo arriva un segnale di ampiezza notevolmente più bassa. Quindi, come voi stessi potrete constatare con semplici prove, la scelta migliore è quella di portare tale trimmer a **metà corsa.**

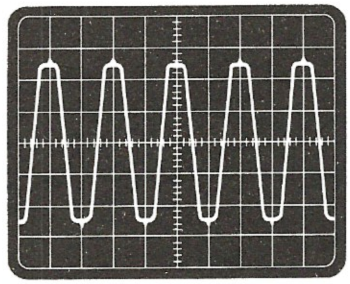


Fig. 3 Ponete l'oscilloscopio sul punto di controllo TP.B. Ruotate R.23 per la sua massima resistenza, e il trimmer R26 in modo da fornire all'integrato la massima tensione positiva. Sullo schermo dell'oscilloscopio vedrete apparire delle onde trapezoidali con un'ampiezza massima di 1,5 volt picco-picco.

INTEGRATO ECCITATORE (IC2 DEL TELAIO LX239)

Tarato il compressore, passiamo ora al secondo integrato, cioè IC2. Per far questo togliete innanzitutto dall'ingresso il segnale di BF che vi era servito in precedenza e ruotate il potenziometro R11 della deviazione in frequenza tutto verso il minimo, poi prendete l'oscilloscopio e regolatene i comandi come segue:
la **base dei tempi su 0,3 microsecondi x cm**
l'**amplificatore verticale** sulla portata **0,3 volt x cm.**

Applicate l'oscilloscopio sul terminale (o test-point) TPB, ricordandovi ovviamente di collegare la massa del suo puntale alla massa dello stampato, quindi ruotate il trimmer R23 della **linearità e simmetria** tutto verso sinistra (cioè in senso antiorario) e il trimmer R26 dell'ampiezza in modo da far apparire sullo schermo delle onde trapezoidali (vedi fig. 3) che coprano circa 5 quadretti in verticale. A questo punto ruotate di nuovo il trimmer R23 della **linearità** finché l'onda trapezoidale che vi abbiamo presentato in fig. 3 non si sarà trasformata in un'onda sinusoidale **quasi perfetta** (vedi fig. 4). L'ampiezza di questa sinusoide dovrà risultare ancora di 5 quadretti. Se disponete di un oscilloscopio di qualità noterete sugli estremi delle sinusoidi, come vedesi anche nelle foto, dei piccolissimi « baffetti ». Non preoccupatevi tuttavia poiché questi non pregiudicano il regolare funzionamento del trasmettitore, anzi spariranno da soli nei passaggi successivi.

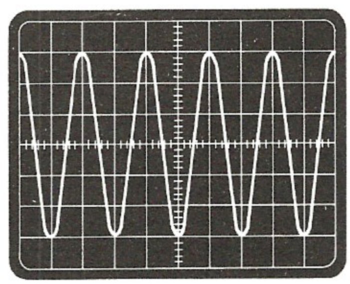


Fig. 4 Ruotate ora il trimmer R23 della linearità in modo da ottenere un'onda quasi sinusoidale. Se l'onda risulta leggermente triangolare non preoccupatevi, questo non pregiudica il funzionamento.

Se ruoterete troppo il trimmer della **linearità,** constaterete che la forma d'onda presente in questo punto da trapezoidale (fig. 3) diverrà pri-

ma da quasi sinusoidale per trasformarsi poi in triangolare, come vedesi in fig. 5.

È però ovvio che quest'ultima condizione **non dovrete** mai raggiungerla.

Scoprirete quando si eccede nel tarare questo trimmer che l'ampiezza del segnale, non appena si passa dall'onda quasi sinusoidale a triangolare, scende bruscamente dai **5 quadretti** iniziali a **4,5 quadretti** circa (vedi fig. 5).

Una volta ottenuta la sinusoide di fig. 4, non dovremo far altro che agire sul trimmer R26 dell'**ampiezza** in modo da abbassare il segnale fino a portarlo, dai 5 quadretti iniziali, a circa 3,3 quadretti, cioè ottenere un segnale sinusoidale avente un'ampiezza **massima di 1 volt picco-picco.**

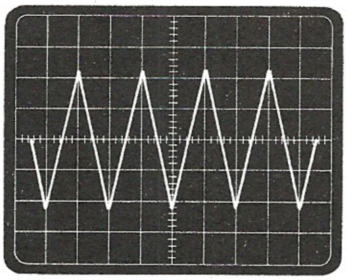


Fig. 5 Se ruotate oltre al necessario il trimmer R23, constaterete che l'onda da quasi sinusoidale si trasformerà in una perfetta onda triangolare, contemporaneamente da 5 quadretti si abbasserà a 4,5 quadretti come vedesi in figura.

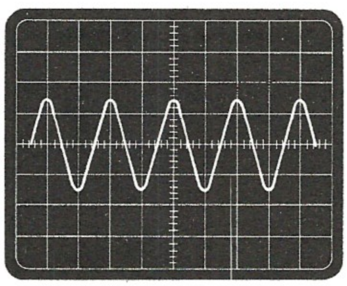


Fig. 6 Ottenuta l'onda sinusoidale, ruotate ora il trimmer R26 in modo da ridurre l'ampiezza del segnale. Cioè da 5 quadretti, la dovremo restringere a circa 3,3 quadretti. Dovremo cioè ottenere un segnale con una ampiezza massima di 1volt picco-picco.

Infatti, avendo posto la manopola dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio sulla portata 0,3 volt x cm e risultando la sinusoide ampia 3,3 cm., è ovvio che otterremo:

0,3 x 3,3 = 0,99 volt

cioè all'incirca 1 volt.

È importante ricordare che per un buon funzionamento dell'integrato PLL successivo, il segnale in questo punto deve avere un'ampiezza compresa fra gli 0,8 e gli 1,1 volt, quindi cercate di regolare il trimmer R26 in modo da non eccedere questi limiti.

Se disponete di un frequenzimetro digitale (ad esempio il nostro Over-Matic) potrete misurare la frequenza generata da tale integrato disponendo i comandi come segue:

Time-base sulla portata **0,1 secondi**
Deviatore VHF-AF in posizione **AF**
Deviatore A-B in posizione **A**

Applicate il cavetto coassiale sul bocchettone A e prelevate il segnale da misurare sullo stesso punto TPB in cui era applicata la sonda dell'oscilloscopio.

Sulle nixie leggerete immediatamente la frequenza emessa che potrebbe ad esempio risultare di 478.500 - 489.220 - 493.040 Hz, cioè un valore più basso dei 500 KHz da noi dichiarati.

Non preoccupatevi tuttavia di questo fatto poiché l'integrato si deve stabilizzare termicamente e perché questo avvenga è necessario che rimanga sotto tensione e acceso per almeno 30 minuti.

Come potrete constatare infatti la frequenza che leggeremo sullo strumento tenderà a salire nel tempo, tanto che se all'inizio avevamo letto ad esempio 485.120 Hz, dopo 5 minuti di funzionamento potremo leggere 492.030 Hz, dopo 15 minuti 496.450 Hz, dopo 20 minuti 498.100 Hz, infine dopo mezz'ora raggiungeremo stabilmente un valore di frequenza molto prossimo ai 500.000 Hz. Precisiamo inoltre che se tale frequenza, anziché stabilizzarsi esattamente sui 500 KHz, si stabilizzasse ad esempio sui 499 KHz oppure sui 501 KHz, questo è dovuto solo ed esclusivamente alla tolleranza del condensatore C15. Quindi se vorrete ottenere una maggior precisione (noi però vi ricordiamo che 1.000 Hz in più o in meno non pregiudicano assolutamente il funzionamento del trasmettitore, poiché al massimo, anziché trasmettere sui 100-500 MHz, tra-

smetterete sui 100,499 MHz oppure sui 100,501 MHz, una differenza questa che nessun ricevitore è in grado di rilevare) dovrete sostituire sperimentalmente tale condensatore fino a trovare quel valore di capacità che permette all'integrato di oscillare il più vicino possibile ai 500 KHz **dopo mezz'ora** di funzionamento. È normale, pur avendovi noi assicurato che la frequenza generata da questo integrato è molto stabile, rilevare sul frequenzimetro delle brusche « variazioni » di 50-100 Hz o anche più.

Infatti questo si verifica quando si effettuano misure con il mobile aperto, ma quando il circuito risulterà chiuso nel mobile e la temperatura all'interno del medesimo si sarà stabilizzata, non potrà più accadere.

Se non ne siete convinti provate a spalancare la finestra con il mobile aperto oppure a soffiare in prossimità dell'integrato: noterete che le correnti d'aria, soprattutto fino a quando l'aletta di tale integrato non ha raggiunto la sua temperatura di regime, hanno il potere di far variare la frequenza **in meno** di 50-100 e anche 200 Hz.

A mobile chiuso e dopo mezz'ora di funzionamento continuato, tali variazioni di frequenza si limitano invece a poche decine di Hz. Giunti a questo punto possiamo effettuare la prova più interessante ed entusiasmante, cioè vedere all'oscilloscopio il nostro segnale a 500 KHz **modularsi in frequenza.**

Prendete l'oscilloscopio e dopo averne posizionato i comandi come segue:

Time-base sulla portata **1 microsecondo**

Amplificatore verticale sulla portata **0,2 volt x cm**

applicatene la sonda sul punto di controllo TP.B.

Sullo schermo vi appariranno, come vedesi in fig. 7, cinque sinusoidi con un'ampiezza verticale pari a circa 3 quadretti.

A questo punto applicate sull'ingresso del trasmettitore un segnale di BF a 1.000 Hz circa (sempre con un'ampiezza massima di 100 millivolt) ed immediatamente noterete che le cinque sinusoidi, partendo da sinistra verso destra, tenderanno ad espandersi, tanto che la quinta sinusoide arriverà quasi a toccare la quarta (vedi fig. 8).

Provate ora a ruotare il potenziometro della deviazione in frequenza dal massimo al minimo: noterete che riducendo la deviazione anche l'ampiezza delle sinusoidi si riduce (vedi fig. 9) e contemporaneamente lo strumento vi indicherà 50 KHz-30 KHz-10 KHz fino a raggiungere 0 KHz quando la sinusoide tornerà ad essere nitida e perfetta.

Se aumenteremo la deviazione al di sopra dei

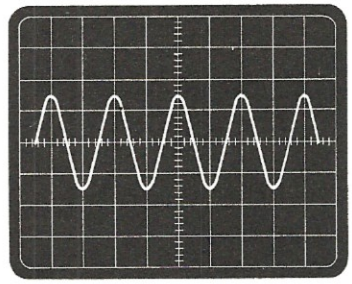


Fig. 7 Sempre sul punto TP.B in assenza di segnale vedrete apparire sull'oscilloscopio 5 sinusoidi alte 3,3 quadretti.
Time-base = 1 microsecondi
Amplif. verticale = 0,3 cm x votl

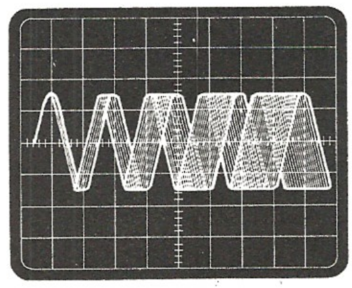


Fig. 8 Applicando in ingresso al compressore un segnale di BF da 100 millivolt, vedrete le cinque sinusoidi espandersi. Quando la 5ª sinusoide toccherà la 4ª voi modulerete in FM con una deviazione di circa 75 KHz.

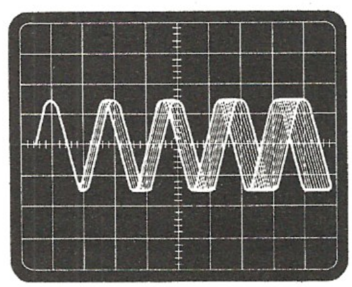


Fig. 9 Se il segnale di BF anziché risultare da 100 millivolt, ha un'ampiezza inferiore, anche la deviazione in frequenza proporzionalmente si riduce. Nella foto un segnale modulato in FM con una deviazione massima di 35 KHz.

75 KHz, noteremo che la quarta sinusoide andrà a sovrapporsi alla terza e questa alla seconda (vedi fig. 13) e contemporaneamente lo strumentino ci indicherà ad esempio 90 e più KHz di deviazione. Se siete degli acuti osservatori, noterete che i 75 KHz di deviazione si ottengono quando la quinta sinusoide si sovrappone alla quarta, come vedesi chiaramente in fig. 8.

Questa prova vi confermerà che tutti gli stadi del trasmettitore finora controllati funzionano alla perfezione, quindi potrete procedere a tarare l'integrato successivo, cioè il PLL.

INTEGRATO PLL (IC3)

È questa la parte di circuito su cui dovremo agire con maggior precisione e senza fretta poiché è su questo stadio che si convertono gli **0,5 MHz FM** generati da IC2, in una nuova frequenza che noi potremo fissare a piacimento su **9,5 MHz** oppure su **10,5 MHz.**

Questo integrato, come avrete già compreso leggendo il numero precedente della rivista è quello che ci permette di tenere agganciata la frequenza FM ai 10 MHz generati dall'oscillatore a quarzo, perciò tutto il funzionamento del trasmettitore dipende dal perfetto accordo di questo stadio.

Come prima operazione, dopo aver acceso il trasmettitore, sposteremo il deviatore S1A/S1B in modo che si accenda il diodo led ROSSO, cioè in posizione START.

Sarà conveniente, prima di effettuare la taratura, lasciar acceso questo stadio per almeno mezz'ora in modo che tutto il circuito si stabilizzi termicamente.

Nell'attesa potrete applicare la sonda dell'oscilloscopio sulla presa USCITA (secondario di L4) e regolare i comandi di questo come segue:

Time base sulla portata **0,3 microsecondi x cm**

Amplificatore verticale sulla portata **0,1 volt x cm.**

Sullo schermo dovrà apparire una fascia luminosa che corrisponde alla frequenza dei 10 MHz e noi dovremo ritoccare i nuclei delle bobine L1/L2 e L3/L4 in modo che quest'ultima raggiunga la massima ampiezza possibile.

Normalmente si riescono a coprire 6-7 quadretti, cioè ad ottenere un segnale avente una ampiezza di 0,6 volt picco-picco (vedi fig. 10).

A questo punto sostituite l'oscilloscopio con un frequenzimetro e prelevando il segnale dalle solite boccole d'USCITA a 10,5 MHz, commutate la sua base dei tempi sulla portata **1 millisecondo.**

Commutate inoltre il deviatore della portata da VHF in AF (questo sempre relativamente al nostro frequenzimetro OVER-MATIC) ed applicate il cavetto sul bocchettone d'entrata VHF-AF dei 52 ohm.

Così il frequenzimetro ci indicherà la frequenza presente in uscita da tale stadio che potrebbe risultare ad esempio di 10.450 - 9.380 - 11.700 - 8.600 KHz cioè assumere valori ben lontani dai **10.500** o **9.500 KHz** cui noi avevamo accennato.

A questo punto togliete il frequenzimetro dall'**uscita a 10,5 MHz** ed applicatelo invece sul punto TP.B in modo da leggere, ora che tutto il circuito si è stabilizzato termicamente, l'esatto valore di frequenza generato da IC2, che come sappiamo dovrebbe risultare di 500 KHz.

Ammesso che il frequenzimetro legga invece 498 KHz oppure 505 KHz segnatevi su un foglio di carta questo numero in modo da poter eseguire due semplici operazioni.

Supponendo ad esempio di leggere 498 KHz, noi dovremo ricavarci:

100.000 — 498 = **9.502** KHz

10.000 + 498 = **10.498** KHz

mentre se il frequenzimetro ci indica 505 KHz, i numeri che dobbiamo ricavare sono:

10.000 — 505 = **9.495** KHz

10.000 + 505 = **10.505** KHz

In altre parole noi dovremo rispettivamente sommare (o sottrarre) la frequenza generata da IC3 (pari a 10 MHz) con quella generata da IC2 (che invece risulta di 500 KHz).

Eseguito questo calcolo, non ci resterà che scegliere, fra i due valori ottenuti, quello che sommato ai 90 MHz dello stadio successivo, ci porterà alla fine ad ottenere la frequenza di trasmissione.

Con il secondo esempio riportato, ammettendo che il quarzo presente sullo stadio successivo risulti effettivamente a 90 MHz (pari a 90.000 KHz), noi potremmo scegliere fra queste due frequenze di trasmissione:

90.000 + 9.495 = **99.495 KHz** pari a 99,495 MHz

oppure

90.000 + 10.505 = **100.505 KHz** pari a 100,505 MHz.

Ammettendo di scegliere, fra questi due valori, i **100.505 KHz,** dovremo togliere il frequenzimetro dal punto TP.B ed inserirlo nuovamente sull'**uscita**

a **10,5 MHz,** cioè sul secondario della bobina L3/L4, in modo da leggere la frequenza presente in questo punto.

Ricordiamo (ed è importante) che per effettuare questa misura il deviatore S1A/S1B deve trovarsi in posizione START (led ROSSO acceso) e che il trimmer R36 (quello della sintonia fine posto vicino a IC4) deve risultare ruotato all'incirca a **metà corsa.** Difficilmente leggeremo subito la frequenza richiesta dei 10.505 KHz, anzi sarà molto più facile leggere valori ben lontani, come ad esempio 11.380 oppure 12.150 KHz.

Con un cacciavite **di plastica** (non usate un cacciavite metallico perché non approdereste a nessun risultato pratico) ruoteremo allora lentamente la vite del compensatore C34 fino ad avvicinarci il più possibile alla frequenza da noi desiderata.

In altre parole, avendo noi scelto precedentemente la frequenza di trasmissione di 90.000 + 10.505 = 100.505 KHz, dovremo cercare, ruotando questo compensatore, di avvicinarci il più possibile a 10.505 KHz ed ammettendo che si riesca a raggiungere, ad esempio, 10.490 KHz, dovremo poi agire in un secondo tempo sul **trimmer R36** (quello della sintonia fine) in modo da avvicinarci ancora di più a questo traguardo.

In questa operazione è accettabile uno scarto massimo di 15 KHz in più o in meno quindi nel nostro caso potremo ritenerci soddisfatti se riusciremo ad ottenere una frequenza compresa fra:

10.505 + 15 = **10.520 KHz** e

10.505 — 15 = **10.490 KHz**

Entro questi limiti infatti l'integrato PLL provvederà ad agganciarsi in fase alla frequenza e a fornire quindi in uscita la frequenza richiesta.

Voi stessi potrete constatare a questo punto come spostando il deviatore S1A/S1B dalla posizione START alla posizione TRASMISSIONE, la frequenza in uscita risulti ora esattamente di **10.505 KHz.**

Se poi questa, anziché 10.505 KHz, risultasse ad esempio 10.503 oppure 10.508 KHz, significa che la frequenza reale generata dall'integrato IC2 non era 505 KHz come noi abbiamo letto, bensì 503 oppure 508 KHz.

Può infatti accadere che avvicinando i cavi del frequenzimetro all'integrato IC2 si aggiungano delle capacità parassite tali da influenzare la frequenza generata.

A questo punto togliete il frequenzimetro dall'**uscita a 10,5 MHz** ed applicate, in sua vece, l'oscilloscopio con i comandi posizionati come segue:

Time base su **0,3 microsecondi x cm**

Amplificatore verticale su **0,1 volt x cm**

Agite quindi sul nucleo delle due bobine L1/L2 e L3/L4 fino ad ottenere la massima ampiezza del segnale visualizzato (vedi fig. 10).

Questa operazione è necessario eseguirla in ogni caso poiché anche se abbiamo già tarato in precedenza i nuclei di queste bobine per la

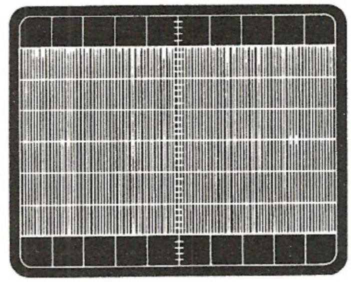


Fig. 10 Applicate l'oscilloscopio in uscita dalla bobina L3/L4 e ruotate i nuclei di L1/L2 e L3/L4 fino ad ottenere un segnale di AF la cui ampiezza raggiunga circa i 6-7 quadretti in verticale.
Time-base = 0,3 micros x cm
Amplif. verticale = 0,1 volt x cm

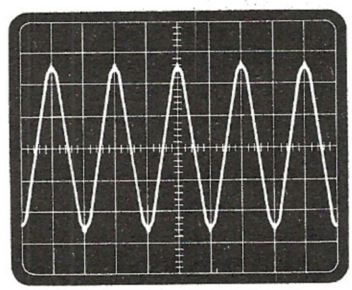


Fig. 11 Ponete ora l'oscilloscopio sul punto di controllo TP.C. Vedrete apparire 5 sinusoidi (più sfocate) la cui ampiezza raggiungerà circa i cinque quadretti in verticale.
Time-base = 1 micros. x cm
Amplif. verticale = 0,1 volt x cm

massima ampiezza, in quel caso la frequenza di oscillazione poteva essere piuttosto diversa dal valore attuale, quindi occorrerà ritoccarli nuovamente.

Se anziché tarare l'uscita sui 10.505 KHz, l'avessimo voluta tarare ad esempio sui 9.495 KHz, le operazioni da compiere sarebbero state sempre le stesse, cioè avremo dovuto porre inizialmente il trimmer R36 a metà corsa ed agire quindi prima su C34, poi sullo stesso R36 fino ad ottenere una frequenza compresa fra:

9.495 — 15 = **9.480 KHz** e

9.495 + 15 = **9.510 KHz.**

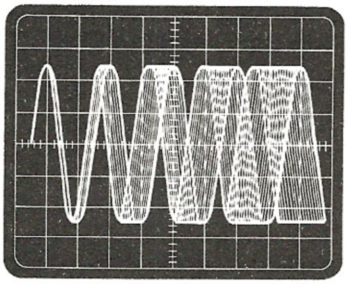


Fig. 12 Applicando un segnale di BF in ingresso al trasmettitore vedrete le cinque sinusoidi espandersi, esattamente come avevamo in precedente riscontrato sul punto TP.B. Quando la 5ª sinusoide toccherà la 4ª moduleremo con una deviazione di 75 KHz.

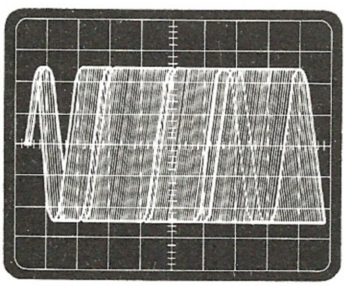


Fig. 13 Se applichiamo in ingresso un segnale di ampiezza superiore ai 100 millivolt, o ruotiamo al massimo R11, constateremo che l'espansione aumenta, il ché significa che superiamo i 75 KHz di deviazione. Tale eccedenza verrà segnalata anche dallo strumento indicatore inserito nel circuito.

Vi ricordiamo inoltre ancora una volta che la vite del compensatore C34 va ruotata usando solo ed esclusivamente un **cacciavite di plastica,** poiché usando un cacciavite metallico si otterranno delle letture di frequenza errate. Inoltre tale vite va ruotata molto lentamente poiché è sufficiente un giro o due per passare velocemente da 9 MHz a 11 MHz.

Per una taratura più fine di frequenza si dovrà agire, come già precisato, solo ed esclusivamente sul trimmer R36.

Vi ricordiamo che per un corretto funzionamento del circuito è bene che tale trimmer non risulti mai ruotato tutto ad un estremo (cioè al minimo o al massimo) e che in linea di principio non si dovranno mai superare i 3/4 di giro.

Se vi capitasse che per ottenere la frequenza desiderata dovete ruotarlo a fine corsa, **ritoccate** leggermente il compensatore C34 in modo da riportare tale trimmer ad agire vicino al centro corsa **diversamente sostituite C35** con un condensatore da **12 o 15 pF.** Terminata questa operazione potrete ritenervi quasi in porto poiché avrete già disponibile il segnale a **10,5 MHz modulato in frequenza** con una **deviazione massima di 75 KHz** da applicare allo stadio miscelatore.

Prima di passare agli stadi successivi desideriamo tuttavia farvi controllare all'oscilloscopio la forma d'onda disponibile in uscita dall'integrato PLL quando questo risulta **« agganciato »** alla frequenza pilota e quando invece non lo è.

A tale proposito prendete nuovamente l'oscilloscopio e regolatene i comandi come segue:

Time base = 1 microsecondo x cm

Amplificazione verticale = 0,1 volt x cm

Collegandone poi la sonda sul punto TP.C, sullo schermo vedrete apparire 5 sinusoidi, come vedesi in fig. 11.

Applicate ora sull'entrata del trasmettitore un segnale prelevato dal solito oscillatore di BF, scegliendo una frequenza compresa tra 500 e 2000 Hz e con un'ampiezza di circa 100 millivolt.

Così facendo constaterete che anche su questo punto, come avevamo visto in fig. 8, la quarta e la quinta sinusoide si sovrappongono, cioè otterremo una figura analoga a quella che avevamo rilevato sul punto TP.B

Se ora ruoterete la manopola del **potenziometro R11** della « deviazione in frequenza » da un minimo ad un massimo, noterete che le sinusoidi si allargano e si restringono (quelle di sinistra si allargano meno rispetto a quelle di destra)

proporzionalmente alla deviazione in frequenza che potremo leggere direttamente sull'apposito strumento e quando raggiungeremo una deviazione massima di 75 KHz, noteremo che la quarta sinusoide si congiunge con la quinta.

A questo punto, aumentando la deviazione in frequenza al di sopra dei 75 KHz, noteremo che anche la quarta sinusoide prima si congiungerà poi si sovrapporrà alla terza.

Ora, sempre con l'oscilloscopio inserito, provate a spostare il deviatore S1A/S1B dalla posizione TRASMISSIONE alla posizione START (diodo led rosso acceso).

Noterete subito che l'ampiezza del segnale aumenta, passando dai normali 0,5-0,6 volt a circa 0,8 volt (vedi fig. 14), però se proverete a modulare questa frequenza ruotando il potenziometro R11, noterete che pur indicando la lancetta dello strumento che il segnale di BF è presente e in grado di modulare l'eccitatore FM con una deviazione massima di 75 KHz, le sinusoidi visibili sullo schermo rimarranno immobili e questo vi confermerà che l'integrato PLL **non ha agganciato** la frequenza dell'eccitatore pilota.

Infatti, se proverete ancora ad applicare la sonda dell'oscilloscopio sul punto TP.B cioè sull'uscita dell'integrato eccitatore FM, noterete che in questo punto l'onda sinusoidale è ancora modulata in frequenza (vedi fig. 8), mentre sul punto TP.C non lo è. Quando l'integrato PLL non aggancia la frequenza dell'eccitatore FM, in uscita dal nostro telaio LX239 è presente sempre una frequenza molto prossima a quella dei 10,5 MHz, però questo segnale non risulta modulato né in ampiezza né in frequenza. Se applichiamo la sonda dell'oscilloscopio sul punto TP.C e spostiamo il deviatore S1A/S1B dalla posizione START alla posizione TRASMISSIONE (diodo led verde acceso) vedremo immediatamente l'ampiezza delle sinusoidi attenuarsi passando da 0,8 volt a 0,6 volt, però noteremo anche che il segnale è nuovamente modulato in frequenza, come visibile in fig. 12.

Teniamo a precisare, **(e questo è importante),** che se tarerete il compensatore C34 ed il trimmer R36 su una frequenza troppo distante da quella richiesta, potrà accadervi che l'integrato PLL riesca ugualmente ad agganciarsi e a fornire in uscita la frequenza desiderata, però non appena inizieremo a **modulare** con segnali di BF sufficientemente ampi l'integrato si **sgancerà.**

Per spiegarvi questo inconveniente, se così possiamo definirlo, dobbiamo riprendere l'esempio della calamita posta vicino all'ago della bussola che vi avevamo riportato sul n. 50/51.

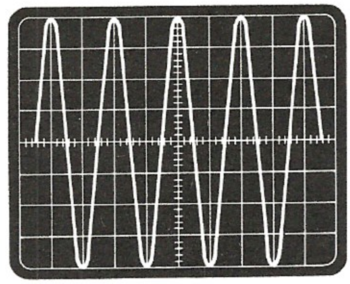


Fig. 14 Se l'integrato PLL si sgancia in frequenza, noteremo sempre sul punto TP.C che l'ampiezza delle sinusoidi aumentano (da 5 quadretti passerà a 8 quadretti), però in questo caso non riusciremo più a modulare in FM, cioè non otterremo le forme d'onda visibili in figg. 12 e 13.

Se noi teniamo la calamita troppo distante dall'ago, questa riuscirà ancora in qualche modo ad esercitare il suo influsso su di esso, tuttavia sarà sufficiente una vibrazione maggiore del previsto per far sì che l'ago venga ricatturato dal NORD magnetico terrestre.

Per meglio intenderci su questo punto riteniamo comunque sia opportuno fare un esempio numerico in quanto il discorso precedente potrebbe lasciar adito a qualche dubbio.

A tale proposito vi anticipiamo che l'integrato PLL è in grado di agganciare qualsiasi frequenza che non disti più di 150 KHz (in eccesso o in difetto) dalla frequenza su cui è stato tarato il VCO contenuto al suo interno. Vale a dire che se noi disponiamo di un quarzo a 10 MHz e la frequenza dell'eccitatore risulta di 500 KHz, quindi in totale all'ingresso del comparatore applichiamo 10.500 KHz, l'integrato PLL riuscirà ad agganciarsi anche se il VCO è stato tarato su

10.500 + 150 = **10.650 KHz**

oppure su

10.500 — 150 = **10.350 KHz**

In entrambi i casi riusciremo quindi ad ottenere in uscita dal PLL i **10.500 KHz** richiesti, anche se il VCO è tarato su una frequenza molto distante. Se però il VCO fosse stato tarato ad esempio su 10.700 oppure su 10.300 KHz, il PLL

non potrebbe più agganciarsi (poiché supereremmo i 150 KHz in eccesso o in difetto) ed in uscita otterremmo dei valori di frequenza qualsiasi come ad esempio 10.630 KHz oppure 10.595 KHz. A questo punto qualcuno potrebbe chiedersi come mai, pur potendo agganciarsi il PLL anche ad una frequenza così distante da quella voluta, vi abbiamo consigliato di tarare il compensatore C34 in modo che il VCO oscilli ad un massimo di **15 KHz** in più o in meno rispetto al valore desiderato.

La risposta a questa domanda è immediata infatti, ammettendo di aver tarato il VCO a 10.520 KHz, quando noi andiamo a modulare con una deviazione di 75 KHz in più o in meno, la frequenza in uscita si sposterà rispettivamente da

10.520 — 75 = **10.445 KHz**

a

10.520 + 75 = **10.595 KHz**

cioè resteremo in ogni caso entro il campo di frequenza in cui il PLL può mantenersi agganciato anche se per caso eccedessimo in modulazione superando i 75 KHz.

Ammettendo invece di aver tarato il compensatore C34 in modo da far oscillare il VCO sui 10.585 KHz, il campo di aggancio dell'integrato risulterà il seguente:

10.585 — 150 = **10.435 KHz**
10.585 + 150 = **10.735 KHz**

quindi in assenza di modulazione potremo ancora ottenere in uscita la frequenza di 10.500 KHz ma non appena inizieremo a modulare e la deviazione di frequenza raggiungerà i 75 KHz in meno, l'integrato non riuscirà più ad agire poiché

10.500 — 75 = **10.425 KHz**

e come abbiamo detto la frequenza più bassa su cui riesce ad agganciarsi in questo caso è **10.435 KHz.**

Lo stesso discorso vale nel caso in cui, anziché tarare il VCO sui 10.585 KHz, lo tarassimo ad esempio sui 10.400 KHz.

Così facendo il campo di aggancio risulterebbe compreso fra:

10.400 — 150 = **10.250 KHz** e
10.400 + 150 = **10.550 KHz**

quindi in assenza di modulazione o con una modulazione massima di 50 KHz rientreremmo ancora entro questi limiti, però se si volessero raggiungere e superare i 75 KHz, ecco che l'integrato non ce la farebbe più ad agganciarsi perché abbiamo superato il suo campo di azione.

Ogni volta che l'integrato PLL si sgancia (questo però non avviene se è ben tarato) oscilla liberamente per conto suo ed il segnale che otteniamo in uscita non risulta più modulato (vedi fig. 14). Ecco perché vi abbiamo consigliato, quando tarerete il compensatore C34, di avvicinarvi il più possibile alla frequenza del quarzo più quella dell'integrato eccitatore FM, infatti in questo modo, anche se si avessero piccole variazioni di frequenza dell'integrato PLL dovute ad esempio alla tensione di alimentazione, a sbalzi di temperatura, ad un condensatore che riscaldandosi modifica la sua capacità ecc., potremo sempre rientrare nel campo di « aggancio » anche se per errore, anziché modulare con una deviazione massima di 75 KHz, raggiungessimo gli 80-85 KHz.

Questo particolare dovrete *tenerlo bén presente* e se durante la trasmissione noterete che irradiate AF però non modulate, significa che il PLL si è sganciato, quindi dovrete ritoccare il compensatore C34 poiché evidentemente l'avete tarato su una frequenza troppo lontana da quella richiesta.

Sempre per questo motivo vi abbiamo consigliato di non utilizzare per la taratura del compensatore un cacciavite metallico, poiché quest'ultimo avrebbe potuto sfalsare la frequenza di quel tanto sufficiente a provocare un aggancio « precario ».

Quello del PLL che potrebbe sganciarsi smettendo di modulare nel caso in cui deviassimo troppo in frequenza, anche se, apparentemente, sembrerebbe uno svantaggio, in realtà è un grosso *vantaggio*.

Infatti ammesso che il circuito non si comportasse in questo modo, potrebbe verificarsi il caso in cui il PLL si sgancia senza che voi ve ne accorgiate e l'oscillatore, una volta libero, non risulta più stabile in frequenza.

In questa situazione, continuando a modulare, voi potreste irradiare nello spazio delle frequenze spurie che potrebbero disturbare le trasmissioni televisive ed i collegamenti militari e dell'aeronautica.

Nel nostro caso invece, anche se l'integrato si sgancia, noi continueremo ad irradiare nello spazio dell'AF ad un valore che non è quello voluto, però non risultando questa frequenza modulata, non si riscontreranno tutti quegli inconvenienti sopra accennati.

Lo sganciamento del PLL può avvenire anche

se lo stadio finale di potenza del trasmettitore non è ben tarato ed emette frequenze spurie.

Anche in questo caso tuttavia, risultando la frequenza emessa priva di modulazione, cioè irradiando l'antenna un segnale di AF puro senza sovrapposizione di frequenze acustiche, non si correrà il rischio di interferire con altre emittenti, quindi non si disturberà nessuno. In altre parole se il nostro trasmettitore *non viene tarato in maniera perfetta* in tutte le sue parti, lui stesso *vi impedirà* di irradiare segnali che possano arrecare disturbi alle normali comunicazioni. Anche quando tarerete lo stadio prepilota e pilota, nel caso eseguiate questa operazione in modo errato tanto da provocare autooscillazioni, l'integrato PLL immediatamente si sgancerà impedendovi di irradiare frequenze ed armoniche spurie.

In queste condizioni, per ottenere di nuovo l'aggancio, dovrete innanzitutto correggere la taratura dei compensatori in modo da eliminare le autooscillazioni, quindi sarà sufficiente spostare il deviatore S1A/S1B prima dalla posizione TRASMISSIONE su START, poi da START su TRASMISSIONE.

Così facendo, se l'autooscillazione esisterà ancora, il PLL si sgancerà immediatamente; se invece l'autooscillazione sarà scomparsa, l'integrato rimarrà agganciato.

Come avrete compreso questo è un vantaggio che nessun altro trasmettitore vi offre, poiché vi impedisce di trasmettere « male ».

TARATURA DELLO STADIO OSCILLATORE A 90 MHz E MISCELATORE

Terminata la taratura dello stadio « eccitatore FM », possiamo ora rivolgere la nostra attenzione allo stadio successivo, cioè a quello dell'oscillatore a 90 MHz e miscelatore (telaio LX240).

Anche la taratura di questo telaio andrà effettuata solo ed esclusivamente dopo averlo fissato sulla base metallica del mobile (quella forata) sollevato di circa 1,5 cm tramite gli appositi distanziali inseriti nel kit e dopo averlo collocato di fianco al telaio LX239, come vedesi nella foto a pag. 189 della rivista 50/51.

Infatti se lo tarassimo su un banco di legno, andandolo poi a sistemare all'interno del mobile, risulterebbe necessario rifare tutte le tarature a causa delle nuove capacità introdotte.

Sarà inoltre consigliabile, prima di eseguire qualsiasi altra operazione, stagnare su ciascuno dei tre schermi verticali una trecciola o un filo di rame qualsiasi, collegandone l'altra estremità alla base metallica del contenitore (vedi fig. 16).

In altre parole dovremo **collegare a massa questi schermi** altrimenti il circuito non funzionerà a dovere, o meglio si potrebbero ottenere delle autooscillazioni che è sempre meglio prevenire.

Eseguita questa operazione potremo iniziare la taratura vera e propria partendo dall'oscillatore a 90 MHz.

A tale proposito prendete un tester commutato sulla portata 5-10 milliampère fondo scala ed applicatelo fra i terminali indicati sullo stampato come « ponticello A » quindi, dopo aver collegato la sonda del frequenzimetro sui due terminali A-A (bobina L2, fig. 8, pag. 197, rivista 50/51), inserite il quarzo sull'apposito zoccolo e fornite tensione.

Lo strumento dovrà indicarvi un assorbimento di circa 3,5 milliampère. A questo punto non dovrete far altro che ruotare il nucleo della bobina L1/L2 fino a leggere sul frequenzimetro 90 MHz oppure 91 o 94 MHz se avrete utilizzato rispettivamente un quarzo da 91 o da 94 MHz. Noi comunque proseguiremo la nostra descrizione supponendo di aver utilizzato un quarzo da 90 MHz.

Anche quando lo strumento vi avrà fornito tale indicazione, **non è detto** tuttavia che l'oscillatore **risulti già tarato.**

Può infatti accadere, ruotando il nucleo della bobina, di trovare una posizione di « equilibrio instabile » in corrispondenza della quale il circuito oscilla perché si sono verificate determinate condizioni ma non è detto che spegnendolo e riaccendendolo tali condizioni ritornino a verificarsi.

Noi invece abbiamo bisogno che il circuito funzioni ogni volta che lo accendiamo e per assicurarci di questo dovremo effettuare alcune semplici prove.

Innanzitutto togliete dal circuito il quarzo e **inseritelo** di nuovo sullo zoccolo: se il nucleo della bobina è nella posizione corretta il circuito dovrà riprendere immediatamente ad oscillare a 90 MHz.

Se al contrario il frequenzimetro non ci indicherà nulla, ruotate ancora il nucleo della bobina (uno o due giri al massimo) e senz'altro troverete una posizione in corrispondenza della quale il circuito torna nuovamente ad oscillare.

Provate a togliere e a rimettere il quarzo, eventualmente provate pure a togliere tensione al circuito e a ridargliela (per esempio staccando dal circuito uno dei due terminali del tester).

Se il nucleo della bobina è ruotato sulla posizione giusta, ogniqualvolta forniremo tensione al circuito oppure reinseriremo il quarzo sullo zoccolo, sul frequenzimetro dovremo sempre leggere 90 MHz.

Solo quando saremo ben certi del perfetto funzionamento dello stadio oscillatore potremo passare allo stadio successivo, cioè a quello costituito dall'integrato miscelatore IC1.

Naturalmente, prima di far questo, dovremo cortocircuitare i due terminali del ponticello A (da non confondere con i punti di riferimento A-A della bobina L2) su cui avevamo inserito in precedenza il tester. Collegheremo infine l'**uscita a 10,5 MHz** del telaio LX239 con l'**ingresso sempre a 10,5 MHz** di questo telaio LX240, utilizzando due fili di rame ricoperti in plastica attorcigliati fra di loro in modo da ottenere una trecciola.

La lunghezza di questa trecciola deve risultare di **circa 10-15 cm.** Fate passare questa trecciola sotto il telaio LX239 e non sopra perché potrebbe intralciarvi durante le operazioni di messa a punto ed inoltre non risulterebbe esteticamente molto ben presentabile. A questo punto applicate il tester sui due terminali del « ponticello B » (in modo da leggere la corrente assorbita dall'integrato SO42P) quindi togliete il frequenzimetro dai punti di controllo A-A ed applicatelo su quelli B-B.

Da notare che il frequenzimetro stesso va posto sulla portata VHF ed il segnale applicato sempre sull'ingresso VHF-AF dei 52 ohm. Fornendo tensione al circuito, l'assorbimento dell'integrato SO42P dovrà aggirarsi sui 3 milliampère.

A questo punto, ruotando il nucleo della bobina L3/L4, troveremo una posizione in corrispondenza della quale il frequenzimetro ci indicherà la frequenza di trasmissione, cioè i 100,5 MHz (i 90 MHz dell'oscillatore a quarzo miscelati ai 10,5 MHz provenienti dal PLL).

È ovvio che se anziché un quarzo da 90 MHz ne avrete utilizzato uno da 93, sul frequenzimetro dovrete leggere

93 + 10,5 = **103,5** MHz

così come è ovvio che se avrete tarato il PLL sui 9,5 MHz, anziché sui 10,5 MHz, anche con un quarzo da 90 MHz dovrete leggere:

90 + 9,5 = **99,5** MHz.

È invece piuttosto difficile, soprattutto con le bobine da noi fornite, che ci si riesca ad accordare in **sottrazione,** cioè anziché leggere

90 + 10,5 = **100,5** MHz

si riesca a leggere

90 — 10,5 = **79,5** MHz.

Se vi accadesse che questo stadio si accorda

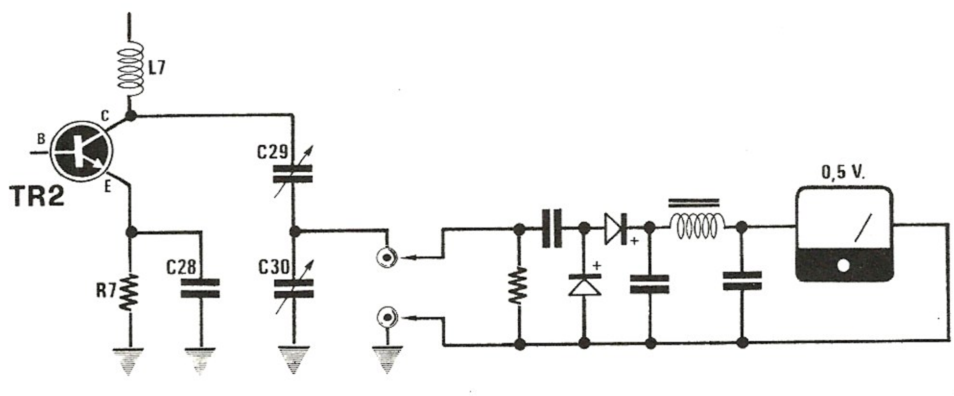


Fig. 15 Applicando in uscita dello stadio oscillatore-miscelatore la sonda di carico da noi consigliata, tarando i nuclei delle bobine ed i vari compensatori presenti in questo stadio noi dovremo leggere sul tester 20.000 ohm x volt una tensione minima di 0,5 volt. Se non rileveremo tale tensione, lo stadio non risulta ben tarato.

solo sui 79,5 MHz e non sui 100,5 MHz, significa che al posto del condensatore C15 applicato in parallelo alla bobina L3 (che deve risultare da 10 pF) ne avrete inserito uno con capacità superiore.

Qui potremmo anche precisarvi che se effettuerete le misure con frequenzimetri poco sensibili e di basso costo, potreste ottenere delle indicazioni errate oppure vedere le cifre che variano in continuità poiché l'ampiezza del segnale in questo punto non è troppo elevata.

Se vi accadesse questo non preoccupatevi poiché potrete leggere la frequenza in un secondo tempo sui punti di controllo C-C in cui il segnale risulta notevolmente più amplificato.

Constatato che lo stadio miscelatore esplica le sue funzioni, potremo ora togliere il tester dal ponticello B e cortocircuitare questi due terminali in modo da consentire all'integrato IC1 di venire alimentato. Il tester lo applicheremo adesso sui due terminali del **ponticello C** ed il frequenzimetro sui due punti di controllo C-C.

Alimentando nuovamente il circuito, constateremo che l'integrato IC2 (un altro SO42P) assorbe, a differenza del primo, 1,2 milliampère.

A questo punto, ruotando il nucleo della bobina L5/L6, dovremmo riuscire a leggere sul frequenzimetro la frequenza di trasmissione più facilmente che non nel caso precedente giacché il segnale in questo punto risulta preamplificato.

Se invece non riusciste a leggere nessuna frequenza, potreste essere certi che nel 99,9% dei casi vi siete dimenticati di cortocircuitare i ponticelli A e B oppure avete inserito i due integrati SO42P sullo zoccolo in senso contrario a quello richiesto.

Eseguito questo controllo, potrete togliere il tester dai due terminali del ponticello C e cortocircuitare anche tali terminali. Dovrete quindi scollegare dallo stampato uno dei due terminali dell'impedenza JAF8 ed applicare in serie alla medesima il tester commutato sulla portata 50 milliampère in modo da controllare l'assorbimento del transistor TR2.

Tale assorbimento dovrà risultare compreso fra 20 e 30 milliampère. Poiché supponiamo che non disporrete di due o tre tester e vari milliamperometri da dislocare nei vari punti del circuito, una volta verificato che l'assorbimento di questo transistor è regolare, potrete stagnare di nuovo l'impedenza JAF8 allo stampato ed utilizzare lo strumento per misurare la tensione di AF presente in uscita da questo stadio.

Per effettuare questa operazione sarà necessario utilizzare una sonda di carico (fig. 15). costituita da una resistenza da 100 ohm 1/2 watt a carbone, da due diodi al germanio e da tre condensatori, la cui realizzazione pratica è riportata su questo stesso numero della rivista. Tale sonda potrà essere fissata anche direttamente sui terminali d'uscita del telaio LX240 ed in ogni caso i fili di collegamento non dovranno risultare lunghi più di 3-4 centimetri né tantomeno essere attorcigliati. Sulla sonda applicheremo ora il nostro tester commutato sulla portata minima di tensione che esso ci può offrire (ad esempio 1-2,5 oppure 3 volt), in quanto le tensioni che dovremo rilevare raggiungeranno al massimo gli 0,5 volt.

È **importantissimo** che il tester risulti come minimo da **20.000 ohm x volt** poiché tester del tipo 10.000 x volt non potranno fornirci delle indicazioni valide.

L'ideale sarebbe disporre di un voltmetro elettronico che è il solo strumento in grado di assicurarci la massima precisione, tuttavia anche con un tester di ottima qualità si riusciranno ad ottenere buoni risultati.

Applicata la sonda in uscita, potremo fornire tensione al circuito. Con un cacciavite in plastica inizieremo a ritoccare i compensatori dello stadio finale C29 e C30 fino ad ottenere la massima tensione in uscita. All'incirca si riusciranno a raggiungere 0,2-0,3 volt.

Ritoccate in seguito i compensatori C21 e C22 sempre in modo da ottenere la massima tensione in uscita. Agendo su questi compensatori la tensione potrà salire a circa 0,3-0,4 volt. A questo punto tornate a ruotare i nuclei delle bobine L5/L6, L3/L4 ed infine L1/L2 fino ad ottenere la massima tensione in uscita, tensione che si aggirerà sui **0,5-0,55 volt.**

Eseguita questa operazione vi consigliamo di controllare ancora una volta che il punto di taratura della bobina L1/L2 (quella dello stadio oscillatore a 90 MHz) non sia quello « critico », cioè che l'oscillatore continui a funzionare anche togliendo e rimettendo il quarzo, oppure accendendo o spegnendo l'alimentatore.

Se così non fosse, ritoccate nuovamente il nucleo della bobina L1/L2 fino a trovare quel punto in cui l'oscillatore funziona sempre. Quando ruoterete il compensatore C30, cioè quello collegato in parallelo alle **boccole d'uscita** del telaio LX240, ricordatevi che questo difficilmente va serrato completamente, anzi potrà verificarsi il caso in cui lo stesso risulti tutto allentato.

Possiamo pure accennarvi che in tutti i prototipi da noi montati, i nuclei delle bobine L3/L4 ed L5/L6, per ottenere una taratura perfetta,

abbiamo dovuto affondarli nel supporto in poliestere per circa 3-4 mm (non diteci che non siamo precisi nelle nostre descrizioni).

Passando ora al transistor finale TR2, se ruotando il compensatore C22 non noterete alcuna variazione della tensione in uscita, non pensate che questo sia inutile: quando tareremo lo stadio finale di potenza, noterete infatti che esso ci consentirà di guadagnare, in alcuni casi, anche mezzo watt e più.

Teniamo a precisare che se non eseguirete la taratura di questo stadio in modo da ottenere sulla nostra sonda di carico LX246 **almeno 0,5 volt,** non potrete ottenere dagli stadi successivi la potenza voluta.

In pratica, come constaterete, si otterrà qualcosa di più di 0,5 volt tuttavia anche con 0,5 volt il progetto può considerarsi ben tarato. Anche se sappiamo che pochissimi di voi potranno disporre di un oscilloscopio da 100 MHz, non possiamo per questo tralasciare di indicarvi le tensioni che si possono rilevare nei vari punti di controllo con questo strumento.

Punto controllo	Frequenza	Tensione
A-A	**90 MHz**	**600 millivolt picco-picco**
B-B	**100,5 MHz**	**200 millivolt picco-picco**
C-C	**100,5 MHz**	**300 millivolt picco-picco**

Sull'uscita di TR2 quando è inserita la **sonda di carico da 100 ohm** si dovranno rilevare all'incirca **1,2 volt** picco-picco.

Terminata la taratura, potrete ora togliere dal circuito la sonda di carico e misurare con il frequenzimetro la frequenza in uscita: è ovvio che questa risulterà di 100,5 MHz, oppure la frequenza del quarzo impiegato più 10,5 o 9,5 MHz.

Se effettuando tale controllo anziché leggere la frequenza dei 100,5 MHz, vi capitasse di leggere la frequenza del quarzo, cioè 90 MHz, possiamo anticiparvi che avete «stretto» troppo (quindi avete dato la massima capacità) al compensatore C30.

Allentandolo noterete infatti che si riusciranno a leggere i 100,5 MHz. In tal caso però risulterà necessario rifare daccapo la taratura, sempre con la sonda di carico inserita.

A QUESTO PUNTO POSSIAMO TRASMETTERE

A questo punto noi abbiamo già a disposizione il segnale alla **frequenza di trasmissione** modulato con una deviazione massima di 75 KHz. La potenza di questo segnale, è logico, sarà irrisoria però se applicassimo un'antenna in uscita, questa sarebbe già più che sufficiente (ammesso che non esista su tale frequenza un'altra emittente) per coprire un raggio di circa 300-500 metri.

Applicando invece in uscita a questo stadio un semplice pezzo di filo, si raggiungeranno al massimo poche centinaia di metri.

Con questo vogliamo dirvi che siete già in grado di effettuare delle prove di trasmissione, quindi avere la possibilità di controllare con un

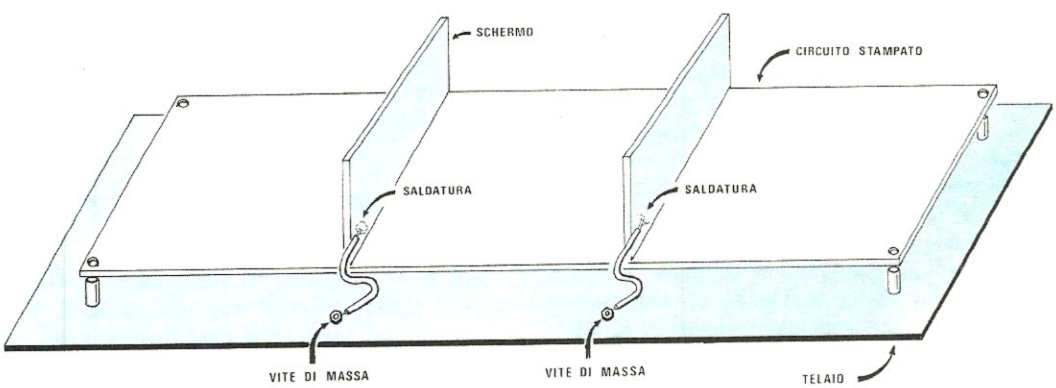


Fig. 16 Per prevenire autooscillazioni consigliamo, come vedesi in questo disegno, di collegare alla massa del telaio di supporto (piastra forata) tutti gli schermi verticali posti sugli stampati LX239 e LX240. Il collegamento andrà effettuato da un solo lato.

ricevitore FM la profondità di modulazione oppure constatare come si comporta il trasmettitore quando l'integrato PLL si sgancia (è sufficiente spostare il deviatore S1 da TRASMISSIONE — led verde acceso — su START — led rosso acceso).

In altre parole potrete fare una prima timida uscita in aria in modo da poter prendere confidenza con il microfono.

Quello che trasmetterete per ora sarà captato solo dai vostri vicini ma dopo poche ore, cioè quando avrete ultimato la taratura anche degli ultimi due stadi, tutto il vostro circondario (città e zone limitrofe) potrà ascoltarvi ed apprezzare la qualità dei vostri programmi.

TARATURA STADIO PREPILOTA E PILOTA

Per tarare gli ultimi stadi di un trasmettitore non c'è libro o manuale che non consigli di procurarsi un ottimo oscilloscopio da 100 MHz, un analizzatore di spettro e un buon wattmetro VHF, tutti strumenti questi di cui sappiamo già che nessuno o pochi possono disporre.

A questo punto a qualcuno potrebbe sorgere il dubbio che senza questi strumenti non si riesca ad eseguire una taratura perfetta: noi invece vi assicuriamo che se seguirete fedelmente i nostri consigli, riuscirete ugualmente a raggiungere il traguardo con il minimo di strumentazione di cui sarete senz'altro dotati, cioè con un **tester** ed un normalissimo **ricevitore FM,** non importa se a valvole oppure a transistor.

In particolare il tester lo utilizzeremo per misurare le correnti assorbite dai transistor e la potenza AF erogata in uscita dai vari stadi, mentre il ricevitore FM lo impiegheremo in sostituzione dell'analizzatore di spettro e dell'oscilloscopio da 100 MHz. La prima operazione da compiere sarà quella di porre il ricevitore FM distante due o tre metri dal banco su cui vi accingete a tarare il vostro trasmettitore.

Sintonizzate il ricevitore (con una corta antenna) in modo da captare una emittente che disti 2-3 MHz dalla vostra frequenza di trasmissione, cioè ammesso che vogliate trasmettere sui 100,5 MHz, cercate di sintonizzare una emittente che trasmetta nella porzione di gamma compresa fra 95 e 98 MHz oppure fra 104 e 108 MHz.

Quando tarerete i vari compensatori constaterete, ed è questo **un sistema quasi infallibile,** che se si generano armoniche oppure qualche stadio autooscilla, sul sintonizzatore si udranno dei fischi e l'emittente che stavamo ricevendo scomparirà.

In tal caso, ritoccando uno per uno i vari compensatori, quando arriverete a ruotare quello che avevate stretto oltre il necessario, i fischi in ricezione scompariranno come d'incanto e si tornerà ad ascoltare in modo perfetto l'emittente che avevamo sintonizzato anche se noi stiamo « uscendo », a pochi metri di distanza, con potenze sull'ordine dei 10-12 watt. In altre parole il ricevitore ci dà la possibilità di stabilire se generiamo frequenze spurie oppure se irradiamo un segnale di AF perfettamente « pulito ».

Un trasmettitore ben tarato non deve generare nessuna frequenza spuria, neppure di potenza così irrisoria da essere captata a soli tre metri di distanza.

Se adotterete questa regola, avrete un'emittente così perfetta che forse la **RAI verrà a chiedervela in prestito** per le sue trasmissioni.

Anche in questo caso, prima di compiere qualsiasi altra operazione, dovremo fissare il telaio montato sulla piastra metallica del mobile, tenendolo sollevato da quest'ultimo di circa 1,5 cm tramite gli appositi distanziatori che vi verranno forniti nel kit.

Sul retro del mobile applicheremo una presa BNC, quindi prepareremo gli spezzoni di cavo coassiale necessari per congiungere questo telaio con quello dello stadio miscelatore a 90 MHz installato in un secondo mobile.

Vi ricordiamo che la lunghezza totale del cavo coassiale di collegamento deve **risultare di 40 cm.**

Un centimetro in più o in meno non pregiudica la taratura né la potenza in uscita, però differenze maggiori possono abbassare notevolmente il rendimento.

Per agevolarvi, riportiamo qui nuovamente le lunghezze dei cavi coassiali da noi utilizzati nella realizzazione dei vari prototipi:

cm. 12 = spezzone di cavo coassiale che collega il telaio LX241 al bocchettone BNC fissato sul pannello posteriore.

cm 7 = spezzone di cavo coassiale che collega il telaio LX240 al bocchettone BNC fissato sul pannello posteriore del mobile contenente l'eccitatore FM ed il telaio LX240 stesso.

cm 20 = spezzone di cavo coassiale (provvisto ai due estremi di prese BNC maschi) necessario per collegare fra di loro i due mobili, quello contenente l'eccitatore e il miscelatore e quello contenente il pilota ed il lineare.

Vi abbiamo già accennato che quest'ultimo stadio va alimentato a 18 volt ma l'alimentatore non deve essere lo stesso utilizzato per lo stadio eccitatore FM.

Perciò, per lo stadio prepilota-pilota ed il finale di potenza, risulta necessario adottare un alimentatore separato in grado di erogare 18 volt 2-2,5 ampère (troverete su questo stesso numero un alimentatore idoneo, siglato LX245).

Utilizzare un unico alimentatore a 18 volt per tutto il trasmettitore a nostro avviso non è consigliabile in quanto abbiamo potuto constatare, durante i nostri prolungati collaudi, che se per un qualsiasi motivo l'antenna modifica la sua impedenza (condizione che si può verificare molto facilmente nelle giornate di pioggia, nebbia o neve) si possono generare delle onde stazionarie che impediscono il totale trasferimento dell'energia AF dal trasmettitore all'antenna.

Questi residui di AF, se si utilizza un'unica alimentazione, possono raggiungere gli stadi del telaio « eccitatore FM » provocando lo **sganciamento** dell'integrato PLL.

Tenendo le alimentazioni separate invece, questo inconveniente è scongiurato. Quando installerete il trasmettitore, vi consigliamo inoltre, per fugare a massa eventuali residui di AF, di **collegare il mobile metallico** contenente il prepilota ed il finale di potenza, ad un **tubo dell'acqua** tramite un filo di rame.

È ovvio che il tubo su cui fisserete il filo di rame dovrà risultare ben pulito in modo da mettere a nudo il metallo, perché altrimenti sarà come se il collegamento non esistesse.

È ancora consigliabile collegare a « terra » il tubo di sostegno dell'antenna, in modo da avere la certezza che anche in presenza di temporali nessun fulmine si scarichi su di essa con ovvie conseguenze.

Fatta questa necessaria premessa, torniamo ora alla nostra taratura. A tale proposito prendete di nuovo la sonda piccola (quella che abbiamo già usato in precedenza), e collegatela sul punto di taratura TP2, applicando su di essa il tester commutato sulla portata 2,5 volt fondo scala.

Se vi è possibile inserite anche uno **strumentino da 100 milliampère** fra i due terminali del **ponticello** (telaio LX241 fig. 9, pag. 200, riv. 50/51) in modo da controllare l'assorbimento del transistor TR1.

In condizioni normali tale assorbimento dovrà risultare compreso fra 35 e 45 milliampère circa.

Se non disponete di un milliamperometro, potrete prima controllare l'assorbimento del transistor con il tester, poi cortocircuitare il ponticello A e dopo aver commutato il tester stesso sulla portata 1,5 volt fondo scala, applicarlo sulla sonda di carico.

Dopo aver fornito tensione al circuito, tareremo prima il compensatore C9, poi ritoccheremo i compensatori C29 e C30 dello stadio d'uscita

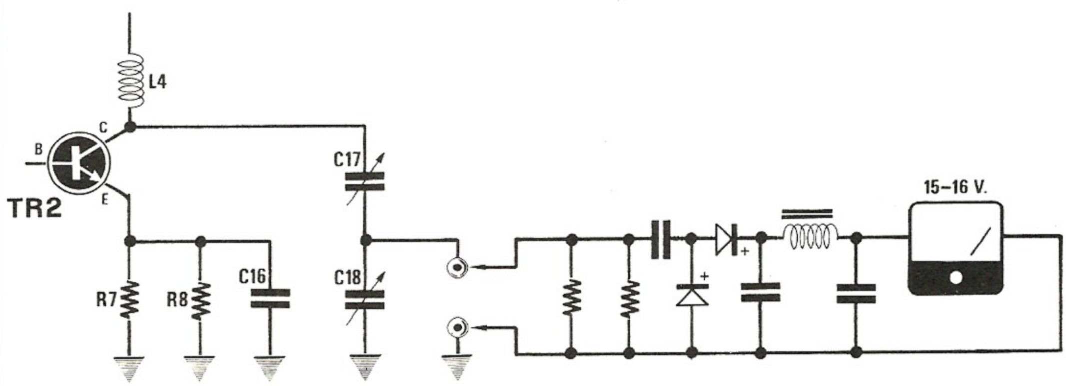


Fig. 17 Applicando la sonda di carico (con le due resistenze da 100 ohm poste in parallelo) sull'uscita del telaio prepilota-pilota noi dovremo riuscire a ottenere, regolando i compensatori di questo stadio, una tensione di circa 15-16 volt. Se otterrete una tensione inferiore il circuito è mal tarato, o il transistor TR2-BRF36 ha un beta scarso, se troppo superiore, tal estadio innesca.

dell'oscillatore a 90 MHz e miscelatore (telaio LX240 vedi fig. 8 a pag. 197 del n. 50/51) fino a leggere sul tester una **tensione superiore a 0,8 volt.**

Quando effettuerete queste tarature, tenete sempre il vostro ricevitore in FM acceso e sintonizzato su una frequenza vicina a quella su cui trasmettete: avrete così modo di constatare come agendo oltre il previsto su di un compensatore, anche se il tester non ci indica alcuna variazione, il ricevitore ci informi subito che abbiamo esagerato poiché l'emittente che ascoltavamo, come già sapete, o è sparita oppure la sua ricezione è accompagnata da interferenze che prima non esistevano.

Se si verificasse questo inconveniente, non dovrete far altro che ritoccare il compensatore in senso inverso finché i disturbi che captavamo in ricezione non saranno completamente spariti.

Senza l'ausilio del ricevitore, potrebbe verificarsi il caso in cui ruotando un compensatore in un certo senso, si riescano ad ottenere in uscita delle tensioni notevolmente superiori a quelle da noi indicate, però in questo caso non illudetevi di essere dei « maghi » poiché una tensione in uscita notevolmente superiore al richiesto, la si può ottenere solo ed esclusivamente se il transistor autooscilla e questa condizione può venirci indicata solo da un ricevitore acceso in prossimità dell'emittente.

Terminata la taratura del transistor prepilota TR1, potrete passare adesso alla taratura del pilota TR2 e per questo dovrete applicare in parallelo alla resistenza da 100 ohm presente sulla sonda piccola, la seconda resistenza da 100 ohm, in modo da ottenere una resistenza complessiva di 50 ohm.

Applicherete quindi tale sonda sull'uscita del transistor pilota (dove in seguito applicherete il corto spezzone di cavo coassiale che porterà l'alta frequenza allo stadio finale) e se disponete di uno strumentino da 250 milliampère fondo scala, inseritelo fra i due terminali del **ponticello B** in modo da controllare la corrente assorbita dal transistor (tale corrente dovrà risultare compresa fra 80 e 110 milliampère).

Se invece non utilizzate il milliamperometro, cortocircuitate questo ponticello in modo che il collettore del transistor TR2 risulti alimentato. A questo punto fornite alimentazione a questo stadio e logicamente anche agli stadi precedenti (cioè quello dell'eccitatore FM e dell'oscillatore a 90 MHz) quindi, dopo aver applicato il tester sulla sonda, agite sul compensatore C17, fino ad ottenere la massima tensione. Ritoccate ora il compensatore C9 (sempre dello stesso telaio), poi ritoccate C18 ed infine C10.

Eseguita questa operazione sarà necessario dare un'ulteriore ritoccatina anche a tutti i componenti variabili dello stadio oscillatore a 90 MHz e miscelatore, seguendo l'ordine qui sotto riportato.

Innanzitutto i compensatori C29 e C30, poi il nucleo della bobina L5/L6, il nucleo della bobina L3/L4 e leggermente il nucleo della bobina L1/L2. Non sarà male neppure ritoccare leggermente i nuclei delle bobine L1/L2 e L3/L4 (le due bobine piccole) dello stadio LX239 (eccitatore FM). In tal modo noi dovremo riuscire a leggere sul tester una tensione di **circa 15,5-16,5 volt.**

Anche tarando questo stadio dovremo sempre tenere acceso il ricevitore FM in modo da controllare che non si creino delle autooscillazioni. Se uno stadio autooscilla lo si potrà capire anche dall'indicazione fornitaci dal tester poiché invece di leggere una tensione di circa 16 volt, si potranno raggiungere i 20-24 volt, cioè un valore troppo superiore a quello da noi indicato.

I più accorti constateranno pure che finché non si hanno autooscillazioni, ruotando la vite dei compensatori, la tensione sale dolcemente e gradatamente passando da 15,1 a 15,2 a 15,3 ecc. fino a raggiungere i 16-16,5 volt, per poi discendere sempre gradatamente non appena si sarà superato il punto di « ottimo ».

Quando invece un transistor inizia ad autooscillare, la tensione sulla sonda avrà uno sbalzo improvviso, passando ad esempio da 15-15,1 volt a 17-18 volt, quindi se vi accadesse uno « scherzo » di questo genere, nel 99% dei casi avrete esagerato nella taratura. Ammesso poi che anche tenendo un ricevitore FM acceso in prossimità del banco di lavoro, riusciate ad ottenere molto di più dei 15-16 volt da noi dichiarati senza che il ricevitore stesso denoti alcuna interferenza, e quindi possa rimanervi il dubbio che vi sia qualche stadio che autooscilla, potrete sempre eseguire questa semplice prova. Togliete dallo stadio oscillatore a 90 MHz il quarzo.

Così facendo, il tester applicato in uscita sulla sonda di carico dovrà indicarvi ZERO volt.

Se invece il tester ci indica una tensione di 2-3 volt, significa che il transistor autooscilla.

In tal caso per scoprire il compensatore mal regolato dovremo ruotarli tutti di un poco fino a trovare quello che « azzera » la tensione in uscita. A questo punto reinserite il quarzo da 90 MHz: sul tester dovremo leggere nuovamente una tensione superiore a 14-15 volt.

Senza più toccare il compensatore che ave-

va causato l'autooscillazione del transistor, agite su tutti gli altri fino ad ottenere in uscita la massima tensione.

Se reinserendo il quarzo, in uscita leggeremo ZERO volt, significa che è stato regolato male il nucleo della bobina L1/L2 dello stadio oscillatore a 90 MHz (telaio LX240).

Agendo sul nucleo di questa bobina, vedrete che non appena si troverà la posizione esatta il trasmettitore riprenderà nuovamente a funzionare. Tarato questo stadio, se applicherete una antenna sulla sua uscita, potrete già irradiare 1 watt abbondante di AF, quindi riuscirete a far giungere i vostri programmi ad un numero di ascoltatori molto più elevato che non nel caso precedente.

TARATURA DEL LINEARE DI POTENZA

Per terminare il trasmettitore non ci resta ora che tarare lo stadio finale di potenza.

Anche questa volta la prima operazione da compiere sarà quella di fissare il telaio già montato e completo di aletta di raffreddamento all'interno del contenitore, tenendolo sollevato dal piano forato di base tramite gli appositi distanziatori a forma di doppio L. Applicate inoltre, fra il circuito del pilota ed il finale di potenza, l'apposito schermo metallico. La distanza a cui dovranno trovarsi questi due telai è ovvio che sarà determinata dalla lunghezza del corto spezzone di cavo coassiale che collega l'uscita del pilota con l'entrata del lineare, lunghezza che già sappiamo deve risultare di **6-7** cm. In seguito dovremo applicare direttamente sull'uscita del lineare la « sonda di carico da 52 ohm 25 watt » LX247 che appare descritta su questo stesso numero.

Si « **sconsiglia** » di tarare il trasmettitore con normali wattmetri di AF, in quanto sappiamo per esperienza che questi forniscono indicazioni errate. Ogni wattmetro di AF infatti dovrebbe venir fornito corredato di un cavo di lunghezza ben definita, invece purtroppo non solo questo cavo non viene fornito, ma non si precisa neppure qual è la lunghezza più idonea da utilizzare per le varie gamme di frequenza.

Accade quindi che ognuno applica al wattmetro il cavo che ritiene più opportuno e questo, finché si lavora sui 7-14-27 MHz, non si riscontra alcun inconveniente.

Quando invece si lavora sui 100-144 MHz, può accadere che la lunghezza dello spezzone di cavo da noi utilizzato risulti un sottomultiplo della lunghezza d'onda ed in tali condizioni si ottengono degli errori anche piuttosto consistenti.

Tanto per fare un esempio, tarando un prototipo del nostro trasmettitore con la nostra sonda, sul voltmetro elettronico abbiamo rilevato una

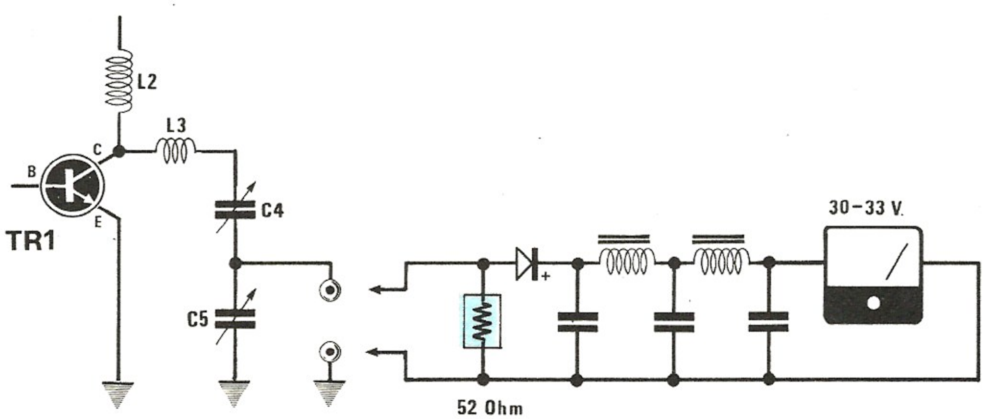


Fig. 18 Applicando sull'uscita del lineare la sonda di potenza da 52 ohm presentata su questo stesso numero, regolando i vari compensatori, si dovrà riuscire a leggere sul tester una tensione che si aggira dai 30 ai 33 volt. Facciamo presente che man mano che la resistenza di carico si surriscalda, la tensione tenderà a diminuire.

tensione di 35 volt, che corrisponde ad una potenza di **13 watt.**

(35 x 1,059) x (35 x 1,059) : (52 + 52) = **13,20 watt.**

Leggendo tale potenza con un wattmetro per VHF, questo ci ha indicato una potenza reale di 13,35 watt (bisogna tener presente che la nostra sonda introduce un po' di perdita).

Ebbene, ricontrollando tale potenza con quattro wattmetri di AF di quelli che normalmente usano i radioamatori, abbiamo rilevato le seguenti potenze:

A = ci indicava 8,6 watt

B = ci indicava 11 watt

C = ci indicava 18,6 watt

D = ci indicava 20,8 watt

Come potrete constatare, uno solo dei quattro wattmetri presi in esame (il tipo B) ci forniva un'indicazione che si avvicinava molto alla realtà, mentre tutti gli altri ci fornivano delle indicazioni completamente sballate. Essendo a conoscenza di questo particolare, abbiamo ritenuto opportuno sottolinearlo, poiché se qualcuno utilizzasse il proprio wattmetro al posto della sonda ritenendo l'indicazione da esso fornita « infallibile », potrebbe incorrere in errori anche piuttosto grossolani.

Anzi potrebbe accadere che invece di tarare il trasmettitore lo si stari, proprio perché l'indicazione fornita dal wattmetro è ben diversa dalla realtà.

Chi non crede a queste nostre affermazioni potrà provare di persona, una volta tarato il trasmettitore con tale wattmetro, a stringere fortemente con le mani, in diversi punti, il cavo che collega il trasmettitore al wattmetro stesso.

Così facendo noterete che lo strumento vi indicherà ogni volta una potenza diversa, ad esempio toccando il cavo ad una distanza di 5-6 cm dal trasmettitore si potrà leggere una potenza più elevata, mentre toccandolo a 5-6 cm dal wattmetro si potrà leggere una potenza più bassa.

Anche effettuando la stessa misura con due cavi di lunghezza diversa, noterete che lo strumento leggerà due potenze molto diverse una dall'altra. Quindi per evitare che il cavo entrando in risonanza ci dia un'indicazione errata sul wattmetro, è più consigliabile applicare direttamente sull'uscita la nostra sonda di carico antiinduttiva poiché così facendo avremo la certezza che i fili di collegamento, risultando molto corti (4-5 cm al massimo), non entreranno in risonanza.

Utilizzando la sonda inoltre, avremo la certezza che l'uscita del trasmettitore risulterà perfettamente tarata su un'impedenza di 52 ohm e questo ci permetterà in seguito di collegare il trasmettitore all'antenna con un cavo coassiale da 52 ohm di lunghezza qualsiasi senza paura che si generino delle **onde stazionarie** (dato che le due impedenze sono uguali). Se poi constatassimo che anche procedendo in questo modo si generano delle onde stazionarie, potremmo essere certi che l'antenna da noi utilizzata non ha un'impedenza di 52 ohm, quindi per eliminarle dovremo agire **solo ed esclusivamente** su questo componente.

Sempre per ottenere una taratura perfetta, collegate a « terra » (cioè a un tubo dell'acqua) il mobile metallico del trasmettitore.

Questo collegamento non è indispensabile effettuarlo, tuttavia ci costerà così poco il farlo che non vediamo perché non dovremmo.

A questo punto potremo applicare sull'uscita della sonda a 52 ohm il tester o meglio ancora un voltmetro elettronico.

Per ottenere la potenza AF in uscita, dovremo moltiplicare la tensione che leggeremo **sul tester,** considerate le cadute introdotte da questo e quella provocata dal diodo raddrizzatore della sonda, per il fattore correttivo **1,14-1,15.**

Se invece utilizzeremo un **voltmetro elettronico,** dovremo moltiplicare la lettura per **1,059.**

Così se il tester ci leggerà una tensione di 32,5 volt, in pratica la vera tensione presente risulterà di 32,5 x 1,14 = **37,05 volt.**

Se invece leggessimo tale tensione con un voltmetro elettronico, constateremmo che questo ci indica un valore più alto, cioè circa 35 volt, però anche questa non è la tensione reale in quanto la vera tensione in uscita risulterà di 35 x 1,059 = **37,06 volt.**

Conoscendo la tensione effettivamente presente sul carico da 52 ohm, noi possiamo con una semplice formula ricavarci la potenza di AF irradiata in antenna, infatti:

(Volt x Volt) : (52 + 52) = Watt.

Poiché 52 è la resistenza ohmica della sonda di carico, quindi è una costante, noi non faremo altro che dividere il prodotto della tensione per se stessa per il numero **fisso 104,** ottenendo di conseguenza:

(37,05 x 37,05) : 104 = 13,19 watt

In pratica constaterete che i valori di tensione da noi riportati in questo esempio si avvicinano moltissimo a quelli che voi stessi rileverete a taratura ultimata sul vostro trasmettitore, anche

se noi per precauzione vi abbiamo detto che lo stesso eroga 10-12 watt. Noi infatti desideriamo che quanto vi promettiamo possa essere ottenuto almeno dal 99% di chi si accinge alla realizzazione, non solo da una ristretta cerchia di « eletti », quindi sapendo benissimo che è sufficiente un transistor con un « beta » inferiore alla regola oppure una taratura un po' approssimativa per perdere qualche watt, abbiamo preferito tenerci sul sicuro, anche se sapevamo che in casi fortunati il nostro trasmettitore è in grado di erogare 14-15 watt.

A questo punto vorremmo però fare una precisazione necessaria per coloro che si divertono a « pignolare » e non appena riscontrano mezzo volt in meno di quanto da noi dichiarato, ci tempestano di telefonate chiedendoci perché il loro progetto non funziona.

Diremo allora che se teniamo il trasmettitore in funzione per molto tempo con la sonda di carico inserita, questa si surriscalderà, così come si surriscalderà il diodo raddrizzatore in essa contenuto ed in tali condizioni la tensione letta dal tester si abbasserà, pur dissipando il transistor la stessa potenza.

Non meravigliatevi quindi se appena acceso il trasmettitore leggerete un certo valore di tensione anche piuttosto elevato (sull'ordine dei 38-39 volt) e se dopo un quarto d'ora tale tensione scenderà a valori più bassi, sull'ordine dei 35-36 volt.

Tutto questo è normalissimo e non deve destare preoccupazione.

Per limitare al minimo questo scarto di potenza che si ottiene fra transistor finale freddo e transistor finale caldo, noi abbiamo dotato il transistor stesso di un'aletta di raffreddamento molto efficiente e con una bassissima resistenza termica e l'abbiamo completata con appositi distanziatori già sagomati in modo da tenerla sollevata dal piano del mobile quel tanto sufficiente a garantire una perfetta dissipazione.

Vi abbiamo perciò risolto tutti quei piccoli problemi, a prima vista insignificanti, e che invece influiscono notevolmente sul rendimento finale.

Ritornando alla taratura, prenderemo la nostra **sonda di carico da 52 ohm** e collegheremo l'estremo della resistenza da 52 ohm a cui fa capo il diodo rivelatore al terminale d'uscita del lineare (cioè al punto comune ai due compensatori C4 e C5) e l'altro estremo della stessa resistenza in prossimità della vite di fissaggio che unisce il circuito stampato del lineare con l'aletta di raffreddamento, cioè alla massa (fig. 18).

Ricordiamo che i fili di collegamento fra l'uscita del lineare e i terminali della resistenza antiinduttiva da 52 ohm è bene che non risultino più lunghi di 5-6 cm.

Sull'uscita della sonda di carico applicheremo un tester commutato sulla portata 50 volt fondo scala o meglio ancora, se ne siete in possesso, un voltmetro elettronico.

Accendete quindi il solito ricevitore FM tenendolo a 2-3 metri di distanza dal banco su cui lavorate e sintonizzate una emittente « vicina » alla frequenza su cui desiderate trasmettere.

A questo punto fornite tensione a tutto il trasmettitore e controllate la tensione che vi indicherà il tester.

Logicamente leggerete un valore molto basso.

Agite allora prima sul compensatore C4 **(nei nostri prototipi questo compensatore lo si dovrà ruotare quasi al massimo della sua capacità),** poi sul compensatore C5 **(questo invece risultava ruotato a circa 3/4 del suo massimo valore)** in modo da ottenere in uscita sulla sonda una tensione che sia la più elevata possibile senza peraltro che sul ricevitore FM si odano fischi o interferenze di qualsiasi genere. Se ruotando uno di questi compensatori noterete delle interferenze sul ricevitore, allentatelo leggermente ed agite un po' di più sull'altro. Dopo aver eseguito questa operazione, passate al compensatore d'ingresso del lineare, cioè a C3.

Potrà verificarsi il caso in cui agendo su C3, si notano delle interferenze sul ricevitore FM ed in tali circostanze dovremo prima ritoccare nuovamente C4 e C5, poi ancora C3 fino a farle completamente sparire.

Se ritoccando tutti e tre questi compensatori non si riescono a superare i 25 volt in uscita, dovremo ritoccare nuovamente, secondo l'ordine qui sotto riportato, prima i **compensatori C17 e C9** dello stadio prepilota e pilota, poi i **compensatori C18 e C10,** poi i **compensatori C29 e C30** dello stadio oscillatore a 90 MHz e miscelatore, infine i **compensatori C21 e C22** dello stesso stadio.

Non sarà male neppure ritoccare leggermente i nuclei delle bobine L5/L6 ed L3/L4.

Agendo su questi componenti dovremo ottenere ogni volta un leggero aumento della tensione in uscita.

È ovvio che il ricevitore FM dovrà essere sempre mantenuto acceso durante queste operazioni, perché è molto facile che si ottengano in uscita delle tensioni molto elevate (ad esempio 45-50 volt) e non si sappia, se non si è molto pratici di AF, se tale tensione è reale oppure dovuta ad autooscillazioni.

Precisiamo che la taratura di un trasmettitore come questo va eseguita con pazienza e senza eccessiva fretta, ritoccando se necessario tutti i compensatori anche diverse volte, fino a raggiungere una tensione di uscita di circa 30-33 volt o meglio ancora qualche cosa di più. Ricordatevi che anche un piccolissimo aumento di soli 0,5 volt, che in altre occasioni potrebbe risultare insignificante, può tradursi in un aumento abbastanza consistente della potenza erogata e tanto perché possiate rendervene conto meglio, vi riportiamo in una tabella la potenza corrispondente ad ogni valore di tensione che noi abbiamo rilevato con un comune tester 20.000 ohm x volt e ricontrollato con un wattmetro VHF.

Tensione rilevata sulla sonda da 52 ohm	Potenza equivalente in watt
30 volt	11,25 watt
30,5 volt	11,60 watt
31 volt	12,00 watt
31,5 volt	12,40 watt
32 volt	12,80 watt
32,5 volt	13,20 watt
33 volt	13,60 watt
33,5 volt	14,00 watt
34 volt	14,50 watt
34,5 volt	14,90 watt
35 volt	15,40 watt

Ultimata la taratura dello stadio finale, se il vostro tester vi leggesse delle tensioni elevate (ad esempio 37 o 38 volt, che corrispondono in pratica a 17-18 watt) e la vostra radio FM non denotasse autooscillazioni, per avere la certezza di essere riusciti ad ottenere una potenza così elevata, fate una semplice prova.

Togliete il quarzo da 90 MHz dal trasmettitore: così facendo, se tutto è stato eseguito in maniera corretta, il tester in uscita dovrà indicarvi ZERO volt.

Rimettendo il quarzo al suo posto, si deve tornare a leggere esattamente il valore di tensione che si aveva in precedenza.

Se questo non avviene, cioè se reinserendo il quarzo la tensione sul tester risulta inferiore o superiore alla precedente, significa che « entrano in risonanza » i cavetti che collegano l'uscita della sonda di carico al tester.

Provate allora a stringere fortemente con una mano questi due cavetti e se constatate che in questo modo la tensione letta si riduce passando dai 37-38 volt a valori più reali sull'ordine dei 30-32 volt, la nostra affermazione troverà piena conferma.

Per evitare questo inconveniente si può tentare di attorcigliare fra di loro i due cavetti e se anche in questo modo non si ottiene nessun risultato pratico, si dovrà applicare fra le due boccole d'ingresso del tester un condensatore da 4.700 o 10.000 pF.

Una volta che sarete sicuri di aver tarato in maniera perfetta il vostro trasmettitore, potrete effettuare alcune semplici prove sempre con la sonda di carico inserita.

Portate il ricevitore FM in solaio oppure in garage o meglio ancora, se disponete sulla vostra auto di una radio FM, allontanatevi con questa di qualche centinaio di metri dalla vostra abitazione (non di più perché la sonda di carico assorbe quasi tutta l'energia AF del trasmettitore, quindi il campo di radiazione è limitato), dopodiché collegate al trasmettitore un pick-up (controllare attraverso lo strumento di non superare i 75 KHz di deviazione) e provate ad ascoltare il disco che avete inserito. È ovvio che l'interruttore di aggancio del PLL dovrà essere spostato in modo che si accenda il **diodo led verde,** cioè dovrà risultare posto su **trasmissione,** diversamente non si potrà ottenere modulazione in frequenza (controllate di non aver invertito le connessioni dell'interruttore, cioè che a led verde acceso non corrisponda la posizione START anziché TRASMISSIONE). È ovvio e ne siamo certi che l'ascolto risulterà perfetto, quindi potremo distaccare dal trasmettitore, dopo averlo spento, la sonda di carico (che risulterà un po' surriscaldata) e collegare in sua vece un cavo coassiale da 52 ohm all'altro estremo del quale applicheremo un'antenna Ground-Plane calcolata per la gamma 88-108 MHz (l'antenna ovviamente dovrà essere installata sul tetto di casa).

Eseguita anche questa operazione, avrete già pronta la vostra **radio privata,** quindi potrete far giungere la vostra voce e i vostri programmi a tutti gli ascoltatori della città.

PER CONCLUDERE

Chi volesse aggiungere al trasmettitore uno strumento in grado di mantenere sempre sotto controllo la potenza irradiata e verificare il ren-

dimento dell'antenna misurandone le onde stazionarie, troverà su questo stesso numero un misuratore di SWR idoneo per questo stadio.

Vorremmo poi rivolgere un appello a tutti coloro che una volta terminato il montaggio di qualsiasi circuito, gli danno tensione (senza nemmeno controllare se hanno commesso un errore) e se questo non funziona, immediatamente ce lo spediscono da riparare.

Quando noi riceviamo questi progetti, quasi sempre troviamo errori banali come ad esempio un integrato o un diodo alla rovescia (attenzione, non tutti i diodi hanno una striscia nera per indicare il catodo: taluni ce l'hanno anche bianca), i due fili di alimentazione scambiati fra di loro, un condensatore di valore errato, oppure dei cablaggi con filo da 2 mm per gli stadi che assorbono 80-100 mA e con filo da 0,3 mm per gli stadi finali che arrivano ad assorbire 1,2-1,3 ampère (in questi casi è necessario del filo con un diametro minimo di 1 mm).

A costoro chiediamo quindi per favore di controllare accuratamente i loro montaggi prima di spedirceli, per essere certi di non aver commesso errori banalissimi e solo nel caso in cui si trovino veramente in difficoltà, saremo ben lieti di venire in loro aiuto.

Ricordate, e questo lo diciamo anche per voi, che per tarare questo trasmettitore si richiedono dalle 3 alle 4 ore di lavoro e proprio per questo non possiamo farvelo gratis.

I nostri tecnici infatti percepiscono quasi 5.000 lire l'ora, lo Stato pretende anche lui la sua parte, così come l'INPS, l'INAIL, l'IRPEF, l'ENEL, l'ATT, l'EPAS e tante altre sigle che ora ci sfuggono. A tutto questo si aggiungono i costi di ammortizzamento degli oscilloscopi, analizzatori di spettro e altri strumenti di misura necessari in questo caso (anche loro si consumano) per cui, mettendo in preventivo 2 o 3 ore di lavoro, si arriva tranquillamente a costi sull'ordine delle 15-18.000 lire.

Proprio per questo vi preghiamo, nel vostro interesse, di non far fare a un tecnico quello che potreste benissimo fare voi, cioè sostituire un filo, segare il perno di un potenziometro, rifare una stagnatura perché risulta fredda. A noi lasciateci le cose più difficili, quelle cioè per le quali voi, non possedendo gli strumenti necessari, potreste veramente trovarvi in difficoltà.

In questo modo il nostro lavoro risulterà più celere ed il tecnico stesso lavorerà con maggior soddisfazione, quindi con maggior impegno.

CONSIGLI UTILI e ERRATA CORRIGE



LX236 - UN DIVISORE PROGRAMMABILE con MK5009

Nello schema pratico di montaggio in fig. 9 a pag. 237 ci è sfuggito un involontario errore dei disegnatori i quali hanno scambiato la sigla dei due diodi zener DZ1 e DZ2.

Come potrete notare infatti, in detto schema pratico l'anodo del diodo zener DZ2 fa capo alla stessa pista a cui è collegata la resistenza R9 mentre osservando lo schema elettrico di fig. 7 a pag. 236 noteremo che collegato alla resistenza R9 deve esserci l'anodo di DZ1.

Viceversa sullo schema pratico troviamo il catodo di DZ1 inserito sulla stessa pista che collega la resistenza R8 con il terminale positivo del condensatore elettrolitico C8, mentre sempre dallo schema elettrico possiamo rilevare che alla resistenza R8 ed al terminale positivo di C8 deve essere collegato il catodo di DZ2.

Questo fatto non causerebbe nessun danno se i due zener avessero lo stesso valore ma dal momento che DZ1 è da 12 volt e DZ2 da 5,1 volt, per ottenere le tensioni richieste dal circuito dovremo inserirli esattamente come indicato sullo schema elettrico e non come indica lo schema pratico. Quindi dove troviamo la scritta DZ1 (sulla serigrafia) inseriremo lo zener da 5,1 volt e dove invece troviamo la scritta DZ2 inseriremo quello da 12 volt.

LX219 - TELEQUIZ a DISPLAY

I disegnatori ahimè questa volta avevano proprio la testa fra le nuvole infatti dopo aver scambiato le due sigle nel progetto precedente, si sono presi anche la libertà di « girare » un integrato.

Questo è accaduto sullo schema pratico di montaggio del telequiz a display visibile a pag. 165 sempre della rivista 50/51.

In tale schema pratico, come noterete, l'integrato IC3 appare con la tacca di riferimento rivolta in senso contrario agli altri tre integrati. Questo avrebbe già potuto far sorgere qualche dubbio al lettore più esperto il quale controllando schema elettrico e schema pratico come noi sempre consigliamo in fase di montaggio, avrebbe immediatamente rilevato che non è il piedino 16 di IC3 che si collega al piedino 5 di IC2 e di conseguenza alla massa, bensì il piedino 7, quindi è ovvio che l'integrato IC3 è disegnato in senso opposto al reale.

Perciò se vorrete far funzionare il vostro telequiz dovrete montare sullo stampato l'integrato IC3 con la tacca di riferimento rivolta nello stesso senso degli altri tre integrati, cioè verso sinistra.

PRESELEZIONE DELLA SINTONIA - LX225

Ancora un errore di disegno.

Nello schema pratico di fig. 6 a pag .134 (rivista 50/51) e così pure sulla serigrafia riportata sullo stampato LX225 sono state invertite fra di loro le due uscite A e B che vanno collegate rispettivamente ad un estremo ad al centrale del potenziometro R6B della sintonia.

Logicamente quindi dovranno essere scambiati anche i collegamenti con detto potenziometro, cioè il cursore centrale andrà collegato al punto indicato con la lettera A e l'estremo del potenziometro che adesso è collegato ad A dovrà invece essere applicato su B.

OROLOGIO LX181B

Nella lista componenti di pag. 170 il tipografo si è « dimenticato » di inserire il valore del condensatore C7: tale condensatore deve risultare da 100.000 pF in poliestere come del resto era possibile appurare dalla lista componenti dello stesso orologio riportata sulla rivista 45/46 a pag. 329 (vedi condensatore C5).

UN TRASMETTITORE per RADIO LIBERE

Relativamente a questo progetto ci sono sfuggiti diversi errori che possono senz'altro precludere il buon funzionamento dell'apparecchio. Cercheremo pertanto di riparare elencandovi tutti quelli che siamo riusciti a scoprire grazie anche all'aiuto di parecchi lettori che tempestivamente ce li hanno segnalati.

1. Nella lista componenti di pag. 194 relativa allo stadio LX239 è sbagliato il valore della resistenza **R7** la quale deve risultare da **56.000 ohm** e non da 5.600 ohm come trovasi scritto sulla rivista.

2. Nella lista componenti di pag. 195 relativa al medesimo stadio è sbagliato il valore del compensatore **C7** il quale deve risultare da **47 pF ceramico VHF** e non da 4.700 pF come ha scritto il tipografo.

3. Sempre nella lista componenti di pag. 195 è sbagliato il valore del condensatore **C26** il quale deve risultare da **56 pF ceramico VHF** e non da 8,2 pF.

4. I colori del condensatore da 33 pF ceramico VHF possono essere ROSSO-ROSSO-MARRON-NERO come vedesi in fig. 14 a pag. 207 ma anche ARANCIO-ARANCIO-ARANCIO-NERO.